

F 1509

12

EL

46/47. 1984/1985.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC BUCUREȘTI



1988-03-30

ELECTRONICĂ

TOMUL XLVI — XLVII 1984 — 1985

COMITETUL DE REDACȚIE

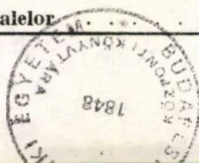
REDACTOR RESPONSABIL: Academician *Radu Voinea*
MEMBRII: Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct); Conf. dr. ing. *Cornel Berbente*; Prof. dr. docent *Gheorghe Buzdugan*, membru corespondent al Academiei R. S. România; Prof. dr. ing. *Ioan Carabogdan*; Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific); Prof. dr. docent *Virgil Constantinescu*; Prof. dr. docent *Felicia Cornea*; Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu*; Prof. dr. docent *Traian Demian*; Prof. dr. ing. *Gleb Dăgan*; Prof. dr. ing. *Octavian Floarea*; Prof. dr. ing. *Julietta Florea*; Prof. dr. ing. *Nicolae Geru*; Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald*; Prof. dr. *Ion Grădișteanu*; Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan*; Prof. dr. ing. *Moise Ienciu*; Prof. dr. ing. *Vlad Ionescu*; Prof. dr. ing. *Adelaida Mateescu*; Prof. ing. *Jean Moncea*; Prof. dr. ing. *Nicolae Murguleț*; Prof. dr. docent *Florea Oprea*; Prof. dr. ing. *Aurel Oprean*; Prof. dr. ing. *Mircea Pelrescu*; Conf. dr. ing. *Mircea Radeș*; Conf. dr. ing. *Sorin Roșca*; Prof. dr. ing. *George Rulea*; Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu*; Prof. dr. ing. *Alexandru Spătaru*; Prof. dr. *Octavian Stănășilă*; Prof. dr. ing. *Voicu Tache*; Prof. dr. docent *Ion Teoreanu*; Prof. dr. docent *Andrei Țugulea*; Prof. dr. ing. *Silvia Vacu*; Prof. dr. docent *Rodica Vilcu*.

Editor: Institutul Politehnic București
Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10. România, Căsuța poștală 2356

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper through
ROMPRESFILATELIA, Import export press, P.O. Box 12-201, Telex 10378
Calea Griviței 62-64, Bucharest, ROMANIA

Sumar

I. Bacalu	
Considerații asupra comutatorului a doi operatori (l. engleză)	8
V. Scridonesi-Călin, M. Vaslu, I. M. Popescu	
Aproximarea energiei SCF a sistemelor cuantice de strat inchis helioidale prin potențiale catastrofă	15
G. Rulea	
Transformări de impedanță (l. engleză)	30
Ed. Nicolau, D. Zaharia	
Antene adaptive (l. engleză)	38
I. E. Teodorescu	
Transformarea și transportul energiei electrice cu sisteme electronice	47
P. Postelnicu	
Asupra liniilor sonice propuse de Gogu Constantinescu	53
V. M. Cătuneanu, Fl. Popențiu	
Un nou algoritim pentru optimizarea alocării redondanței (l. engleză)	65
D. Stanomir	
Analiza variațională a rețelelor electrice neliniare (l. engleză)	75
D. Dascălu, I. Costea, T. Tebeanu, A. Spornic, A. Zamfir, Al. Boianu	
Radioreleu pentru transmisia de date cu viteza de 2 M biți/s	82
Anca Manolescu, A. Manolescu, Mariana Dabija, G. Tănase	
Convertor D—A de 12 biți cu comutatori de curent integrați și rețele rezistive cu straturi subțiri	88
V. E. Neagoe, D. Cosma, Adriana Barbu, D. Barbu, M. Golopența, Cristina Golopența	
Studiul comparativ al performanțelor unor metode de codare pe baza unui set de imagini de test (l. engleză)	103
G. E. Lojewski	
Calculul filtrelor trece-bandă pentru microunde	127
D. Stanomir	
Un circuit electric echivalent complet al difuzorului cu radiație directă în montare acustică Bass-Reflex (l. engleză)	135
P. Șchiopu, Carmen Șchiopu	
Determinarea atenuării pe fibrele optice	142
A. Mihalache	
Precizia estimării și controlul nivelului indicatorilor de fiabilitate	147
I. Ștefan	
Tehnici de optimizare a vitezei divizoarelor programabile	154
E. Borcoci, S. Rădulescu	
Procesor pentru prelucrarea numerică a semnalelor	158



Evaluarea unei structuri de semnale aleatoare pentru care transformarea Hadamard este optimă (l. engleză)

167

A. Mihalache

O abordare bayesiană a controlului calității

174

D. Ciurea

Considerații privind proiectarea codurilor delta cu adaptare silabică

183

M. Dragoman

Cîmpuri electromagnetice de joasă frecvență (l. engleză)

191

Rodica Stoian

Utilizarea tehnicilor de compresie DPCM în rețelele de transmisiuni de date

195

Fl. Popențiu

Simpozionul Relelectronice '85

203

Summary

I. Bacalu	
Remarks on the Commutator of Two Operators	8
V. Scridonesi-Călin, M. VasIU, I. M. Popescu	
The Approximation of the SCF Energy of the Helium-like Quantum Systems of Closed-shell Type by Catastrophe Potentials	15
G. Rulea	
Impedance Transformations	30
Ed. Nicolau, D. Zaharia	
Adaptive Antennas	38
I. E. Teodorescu	
Electronic Energy Conversion and Transport Systems	47
P. Postelnicu	
About Sonie Lines Proposed by Gogu Constantinescu	53
V. M. Cătuneanu, Fl. Popențiu	
A New Algorithm for Solving Optimum Redundancy Allocation	65
D. Stanomir	
Variational Analysis of Nonlinear Electrical Networks III.	75
D. Dascălu, I. Costea, T. Tebeanu, A. Spornic, A. Zamfir, Al. Boianu	
Microwave Radio for Data Transmission at 2 M bit/s	82
Anca Manolescu, A. Manolescu, Mariana Dabija, G. Tănase	
12 Bit DA Converter with Integrated Current Switches and Thin-Film Resistors	88
V. E. Neagoe, D. Cosma, Adriana Barbu, D. Barbu, M. Golopența, Cristina Golopența	
Predictive and Ordering Techniques Cascaded by Skipping White Coding or Run Length Coding for Data Compression of Binary Images	103
G. E. Lojewski	
Designing Pass Band Microwave Filters	127
D. Stanomir	
A True Analogous Electrical Network for the Direct Radiation Loudspeaker in the Bass-Reflex Mounting	135
P. Șchiopu, Carmen Șchiopu	
Determination of the Attenuation in Optic Fibers	142
A. Mihalache	
Estimation Accuracy and Hypotheses Testing	147
I. Ștefan	
Programmable Frequency Divider	154
E. Borcoci, S. Rădulescu	
A Programmable Digital Signal-Processor	158

V. E. Neagoe

Evaluation of a Stationary Random Signal Structure for which the Hadamard Transform is Optimum

167

A. Mihalache

A Bayesian Approach to Quality Control

174

D. Ciurea

Design of a Delta Modulator with Syllabic Companding

183

M. Dragoman

Electromagnetic Fields at Low Frequencies

191

Rodica Stoian

Utilisation of Compression Techniques

195

Fl. Popențiu

Symposium Relelectronie '85

203

SCIENTIFIC RESEARCH IN THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF BUCHAREST

With its 26.500 undergraduates and Ph. D. students, as well as 1500 teaching staff working in 12 faculties and 55 departments, the Polytechnic Institute of Bucharest has always been the largest higher education institution in Romania. In fact, from the first engineering courses taught in Romanian, organized in 1818 by the scholar Gheorghe Lazăr, the long succession of engineering schools and of their graduates has only confirmed the technical capacity and inclination of our country and its capital. The distance covered from the former National School of Bridges and Roads, which celebrated its centenary in 1981, to the present day citadel, can be viewed as the ascending line joining aspiration to fulfilment. The admiration for their brilliant forerunners is a strong incentive to present day disciples to rise to the challenge of the contemporary technical and scientific revolution.

The novel, revolutionary principle of the integration of education with research and production, worked out by Comrade Nicolae Ceaușescu, the president of our country, underlies the whole process of education and training our students for work, through work.

The necessary blending of scientific creation and industrial production in the education and training of engineers has been generalized nationwide, in keeping with the provisions of the laws in force at present. A wide spectrum training of specialist enables them to cope with the problems raised every day by the information explosion and the spectacular changes in the national economy. Thus, in the last few years only, new educational structures have been set up directly in response to the demands made by industry. This has resulted in the emergence of new lines of specialization such as: production of coke and coal products, special purpose metallurgical products, robotics, biochemistry, chemical equipment and engineering, welding technology and equipment, etc.

Professors and students are directly involved together with specialists from research and industry in the solution of highly important problems such as: mechanization and automation of operations in hot sections, widening of the range of materials used in microelectronics, nuclear power engineering and aeronautics, development of high performance machines, of control and computer equipment, of industrial robots etc.

The main targets of research, as well as of design and microproduction activities in different engineering fields focus on topics put forward by our

economy, which require the setting up of joint teams of specialists from different fields, who will follow up the respective project until it is actually applied in industry. The Polytechnic teaching staff and students have worked on many such important projects, for example: integrated circuit grids, aluminium and gold wire drawing technologies, high speed steel with low contents of expensive or scarce elements, titan and zirconium alloys used in nuclear power engineering, technologies used to obtain high purity chemical compounds, the study of the processes involved in starting synchronous motors driving turbocompressors, the reduction of energy consumption in pumping stations used for irrigations or hydrotransport in mines, control systems for industrial robots, new technologies for electronic components and devices, techniques to eliminate hydrocarbon addition by coal gasification used to sustain combustion in burning bituminous schists, design of special machine-tools, new technologies and modulated devices for high quality processing and testing, high performance farming equipment, production of synthetic elastomers by open ring polymerization of cyclopentadiene, microcomputers, microwave digital relays, interactive graphical systems for computer aided design, etc.

In embarking upon the solution of high priority projects required by the national economy, research teams start from the topics included in the national plan for scientific research, technological development and the implementation of technical and scientific progress, coordinated by the National Council for Science and Technology, led by academician Elena Ceaușescu, BSc, PhD, vice-prime minister of the government and brilliant, world famous scientist. At the same time, long term fundamental research is encouraged in order to carry on and develop lines of research already pursued in our institute for a long time.

The Polytechnic Institute has greatly contributed to industrial development through research and the design of computing equipment, of different device and installations. But of the various products being manufactured at present or just taken over by industry mention can be made of traffic monitoring equipment, M 18, M 118 and M 216 microcomputers, AMIC and Personal microcomputers, equipment for psychotechnical investigations, complex installations for poultry batteries, the DIALISP artificial intelligence machine, the DELTA microwave digital relay and many others. Of significant importance is the design and construction of an automatic line for chill casting, of test stands, sugar diffusion installations, technological aggregates, industrial robots, dimensional control devices, measuring and control equipment, etc.

The Polytechnic Institute is the organizer of a large number of national and international scientific meetings, a few of the most recent being The National Conference on Power Engineering, The Vth National Conference on Industrial Automatic and Information Systems, The 3rd Symposium on Microwave Technology, The 2nd Colloquium on Water Treatment Equipment, The Symposium on Electrical Machines Associated with Static Converters, The Vth National Conference on Machine-Tools, The IIIrd National Conference on Precision Mechanics, The National Conference on Chemistry and Chemical Engineering, The IIIrd National Symposium on Industrial Robots.

In the last three years, 110 teaching staff and 60 foreign citizens have been awarded doctoral degrees in the Polytechnic, in one of the 50 specialities listed for this degree.

By dealing with a wide range of problems, the scientific work carried on in the Polytechnic is an active factor in the promotion of scientific progress in our country. The importance of the part played by our teaching staff in the solution of research projects stemming from economic requirements is reflected in the 600 contract-based projects completed in 1984 alone.

The Polytechnic Bulletin is published yearly in 9 different issues: Electrical Engineering, Electronics, Control Engineering and Computers, Power Engineering, Mechanics, Machine Construction, Transport-Aerospace Engineering, Chemistry, Metallurgy, which are a sequel to the old periodicals: „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées”, „Bulletin to the Polytechnic of Bucharest” and „Bulletin of the Gheorghe Gheorghiu-Dej Polytechnic of Bucharest”. Among the contributors to the first issue in 1929 are Dan Barbilian, Elie Carafoli, Grigore Moisil, Octav Onicescu, Dimitrie Pcmpeiu, Gheorghe Țițeica, V. Vasilescu-Karpen.

The materials published in the Bulletin derive, first of all, from the results of the research carried out by the teaching staff of the Polytechnic, in collaboration with specialists from research institutes, from industry or from different scientific institutions. The students research papers are published side by side with those of their professors or of foreign academics. Complete collections of the Bulletin of the Polytechnic Institute of Bucharest exist both in our country and in well known foreign institutions, which testifies to the interest it arouses at home and abroad. It is our hope that this interest will continue to grow in the future.

prof. Voicu Tache, M Sc. Ph. D

Rector of the Polytechnic Institute of Bucharest

C.Z. : 515. 176.

517. 984. 5

REMARKS ON THE COMMUTATOR OF TWO OPERATORS

I. BACALU *

The purpose of this note is to study some spectral properties of the commutator of two operators in Banach spaces.

Introduction

Let X be a Banach space and $B(X)$ the algebra of all linear bounded operators on X . Throughout the paper we shall use the usual notation and definition: for the definition of the single-values extension property, of the spectral maximal space and decomposable operator-see [5], [6], [10]; if $T \in B(X)$, $x \in X$ and $F \subset \mathbb{C}$ ($\mathbb{C}$ — the complex plane) then Ω_T , S_T , $\delta_T(x)$, $\gamma_T(x)$, $\rho_T(x)$, $\sigma_T(x)$ and $X_T(F)$ has the sense of [12], [13]. Let Y , X be two Banach spaces; for $S \in B(X)$ and $T \in B(Y)$ we define $C(T, S) : B(X, Y) \rightarrow B(X, Y)$ by $C(T, S)A = TA - AS$ (where $A \in B(X, Y)$); the operator $C(T, S) \in B(B(X, Y), B(X, Y))$ is called the *commutator* of T, S ([5], 2.3). Let $T_1, T_2 \in B(X)$ not necessarily permutable and

$$(T_1 - T_2)^{[n]} = \sum_{k=0}^n (-1)^{[n]} \binom{n}{k} T_1^k T_2^{n-k} \quad [10].$$

We shall denote $\rho_{sp}(T_1, T_2) = \overline{\lim}_{n \rightarrow \infty} \|(T_1 - T_2)^{[n]}\|^{1/n}$ and

$p(T_1, T_2) = \max [\rho_{sp}(T_1, T_2), \rho_{sp}(T_2, T_1)]$; the quantity $p(T_1, T_2)$ is called the *perturbation radius* of T_1, T_2 and the topology determined by p in $B(X)$ is called the *perturbation topology* (p -topology) [3]. We say that T_1, T_2 are *quasinilpotent equivalent* and write $T_1 \sim T_2$ if $p(T_1, T_2) = 0$ [6].

1. Definition. A linear subspace Y of the Banach space X is called *paraclosed* if it is the range of a bounded linear map $L : Z \rightarrow Y$, where Z is a Banach space. We remark that the map L can be assumed injective. If $T \in B(X)$ and Y is a paraclosed invariant subspace of T , the

* Lecturer, Mathematics Dept.

operator $T_L: Z \rightarrow Z$ defined by $T_L = L^{-1}(T|Y)L$ is closed, therefore bounded, i.e. $T_L \in B(Z)$; to $T|Y$ only the algebraic meaning will be given and by the spectrum $\sigma(T|Y)$ we understand the spectrum of T_L , namely $\sigma(T|Y) = \sigma(T_L)$. It is easy to verify that the spectrum $\sigma(T|Y)$ is the complement of the set $\lambda \in \mathbb{C}$ for which $(\lambda I - T)|Y$ is bijective in Y . If $T = \emptyset$, then $S_{T_L} = \emptyset$ and $\sigma_T(x) \subset \sigma_{T|Y}(x) \subset \sigma_{T_L}(L^{-1}x)$ for any $x \in X$.

2. Lemma. Let X be a Banach space and $\{Y_i\}_1^n$ be a system of paraclosed subspaces such that $X = Y_1 + Y_2 + \dots + Y_n$; then there exists a constant M such that for any $x \in X$ we find $y_1 \oplus y_2 \oplus \dots \oplus y_n \in Y_1 \oplus Y_2 \oplus \dots \oplus Y_n$ with $x = y_1 + y_2 + \dots + y_n$ and

$$\|y_1\| + \|y_2\| + \dots + \|y_n\| \leq M \cdot \|y_1 + y_2 + \dots + y_n\|.$$

Proof. The map $y_1 \oplus y_2 \oplus \dots \oplus y_n \mapsto y_1 + y_2 + \dots + y_n$ is continuous and surjective. From $L_i Z_i = Y_i$ ($i=1, 2, \dots, n$) (where Z_i are the Banach spaces and L_i are linear, continuous and injective maps) one obtains $(L_1 \oplus L_2 \oplus \dots \oplus L_n)(Z_1 \oplus Z_2 \oplus \dots \oplus Z_n) = Y_1 \oplus Y_2 \oplus \dots \oplus Y_n$. Then, there exists a linear mapping from $Z_1 \oplus Z_2 \oplus \dots \oplus Z_n$ to X which is continuous and onto. According to Theorem of closed graph ([11], Th. 2.12.1) there exists a constant M_1 such that for any $x \in X$, we may find an $z_1, z_2, \dots, z_n$ ($z_i \in Z_i, i=1, 2, \dots, n$) with

$$\|z_1\| + \|z_2\| + \dots + \|z_n\| \leq M_1 \cdot \|y_1 + y_2 + \dots + y_n\|,$$

where $L_1 z_1 + L_2 z_2 + \dots + L_n z_n = y_1 + y_2 + \dots + y_n = x$. But $\|y_1\| + \|y_2\| + \dots + \|y_n\| = \|L_1 z_1\| + \|L_2 z_2\| + \dots + \|L_n z_n\| \leq \|L_1\| \cdot \|z_1\| + \|L_2\| \cdot \|z_2\| + \dots + \|L_n\| \cdot \|z_n\| \leq M_2 \cdot M_1 \cdot (\|z_1\| + \|z_2\| + \dots + \|z_n\|)$ ($M_2 = \max_{1 \leq i \leq n} \|L_i\|$); putting $M = M_1 M_2$ we obtain

$$\|y_1\| + \|y_2\| + \dots + \|y_n\| \leq M \cdot \|y_1 + y_2 + \dots + y_n\|.$$

3. Remarks. a) If $T \in B(X)$ and Y is a paraclosed invariant subspace of T , then $\sigma((aT + b)|Y) = a\{\sigma(T|Y)\} + b$ ($a, b \in \mathbb{C}$); indeed, from $(aT + bI)|Y = ((a\lambda + b)I)|Y = a(T - \lambda I)|Y$ it follows that $[(aT + bI) - (a\lambda + b)I]|Y$ is injective and surjective if and only if $(T - \lambda I)|Y$ is injective and surjective. (b) We have also

$$\sup |\sigma(T|Y)| = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt[n]{\|(T|Y)^n\|}.$$

The proof is similar to Lemma 4 ([9], VII.3).

4. Definition. Let us denote by D_0 the set of all operators $T \in B(X)$ which admit the following spectral decomposition: for every open finite covering $\{G_i\}_1^n$ of $\sigma(T)$, there exists a system $\{Y_i\}_1^n$ of paraclosed invariant subspaces of T such that $X = \sum_{i=1}^n Y_i$ and $\sigma(T|Y_i) \subset G_i$ ($i=1, 2, \dots, n$). We denote by D_1 the set of the operators $T \in B(X)$ with the following property: there exists a compact set

$\sigma \subset \sigma(T)$ such that for any open finite covering $\{G_i\}_1^n$ of σ with $G_i = \tilde{G}_i$ (for $A \in \mathbf{C}$, A bounded, $\tilde{A} = \mathbf{C}D_\infty$, where D_∞ is the unbounded component of $\mathbf{C}A$) we may find a system $\{Y_i\}_1^n$ of paraclosed invariant subspaces of T such that $X = \sum_{i=1}^n Y_i$ and $\sigma(T|Y_i) \subset G_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$).

Obviously $D_0 \subset D_1$ and by Theorem 3.2 and Corollary 3.5 [4], it results that there exists S -decomposable operators of the classes D_0 and D_1 . If $S \in \mathbf{C}$ is a compact set, we denote also by $B_S(X)$ the set of all operators $T \in B(X)$ with $S \cap S_T$ such that $X_T(F)$ is closed for every closed $F \supset S$. We remark that if Y is a spectral maximal space of $T \in B_S(X)$ with $\sigma(T|Y) \supset S$, then $Y = X_T(\sigma(T|Y))$.

5. Proposition. Let $S \in B(X) \cap D_1$ and $T \in B_C(Y)$. If $A \in B(X, Y)$, then $AX_i \subset Y_T(\sigma(S|X_i))$ (for any paraclosed invariant subspaces X_i of S) implies $\lim_{n \rightarrow \infty} \|C^n(T, S)(A)\|^{1/n} = 0$.

Proof. For any $\varepsilon > 0$, let $\{G_i\}_1^n$ be an open covering of $\sigma \supset \sigma(S)$ with $d(G_i) < \varepsilon$ and $G_i = \tilde{G}_i$ (where $d(G_i)$ denotes the diameter of G_i). Because $S \in D_1$, there exists a system $\{X_i\}_1^n$ of paraclosed invariant subspaces of S such that $\sigma(S|X_i) \subset G_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$) and $X = \sum_{i=1}^n X_i$. If we put $Y_i = Y_T(\sigma(S|X_i))$ (Y_i is closed) we have $AX_i \subset Y_T(\sigma(S|X_i))$. For $\lambda_i \in G_i$ we shall denote $S_i = (S - \lambda_i I)|X_i$ and $T = (T - \lambda_i I)|Y_i$. Applying Remark 3 one obtains

$$\sigma(S_i) = \{\lambda - \lambda_i; \lambda \in \sigma(S|X_i)\} \subset \{\lambda - \lambda_i; \lambda \in G_i\} \subset \{\mu; |\mu| \leq \varepsilon\}.$$

Y_i being closed, it is a spectral maximal space of T and $\sigma(T|Y_i) \subset \sigma(S|X_i) \subset G_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$), hence

$$\sigma(T_i) = \{\lambda - \lambda_i; \lambda \in \sigma(T|Y_i)\} \subset \{\lambda - \lambda_i; \lambda \in \tilde{G}_i\} \subset \{\mu; |\mu| \leq \varepsilon\}.$$

By using $\sup_{\lambda \in \sigma(S|X_i)} |\lambda| = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt[n]{\|(S|X_i)^n\|}$ (Remark 3) we find two constants M', M'' such that $\|S_i^n\| \leq \varepsilon^n M'$, $\|T_i^n\| \leq \varepsilon^n M''$ for any $n \geq 0$ and $1 \leq i \leq n_\varepsilon$. According to Lemma 2, there exists a constant $M \geq 0$ so that for any $x \in X$ we find $x_1 \oplus \dots \oplus x_n \in X_1 \oplus X_2 \oplus \dots \oplus X_n$ with $x = x_1 + \dots + x_n$ and

$$\|x_1\| + \|x_2\| + \dots + \|x_n\| \leq M \cdot \|x_1 + x_2 + \dots + x_n\|.$$

But $C^n(T, S)(A)x_i = C^n(T_i, S_i)(A)x_i$ ($i = 1, 2, \dots, n_\varepsilon$), therefore

$$\begin{aligned} \|C^n(T, S)(A)x\| &= \left\| \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} C^n(T, S)(A)x_i \right\| = \left\| \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} C^n(T_i, S_i)(A)x_i \right\| = \\ &= \left\| \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} \sum_{k=0}^n (-1)^k \binom{n}{k} T_i^{n-k} A S_i^k x_i \right\| \leq \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} \sum_{k=0}^n \|T_i^{n-k}\| \cdot \|A\| \cdot \|S_i^k\| \cdot \|x_i\| \leq \end{aligned}$$

$$\leq M'_\varepsilon \cdot M''_\varepsilon \cdot \|A\| \cdot \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} \left(\sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \varepsilon^{n-k} \varepsilon^k \right) \cdot \|x_i\| = M_\varepsilon (2\varepsilon)^n \cdot \|x\|$$

(where $M_\varepsilon = M'_\varepsilon \cdot M''_\varepsilon \cdot \|A\| \cdot M$), whence $\|C^n(T, S)(A)\| \leq M_\varepsilon (2\varepsilon)^n$ for every $n \geq 0$, i.e. $\lim_{n \rightarrow \infty} \|C^n(T, S)(A)\|^{1/n} \leq 2\varepsilon$, $\varepsilon > 0$ being arbitrary, it follows that

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \|C^n(T, S)(A)\|^{1/n} = 0.$$

6. Corollary. Let $S \in D_1 \cap B(X)$ and $T \in B_{\mathcal{Q}}(Y)$. If $A \in B(X, Y)$, then the following two assertions are equivalent:

- (i) $AX_S(F) \subset Y_T(F)$ for every closed $F \subset \mathbf{C}$;
- (ii) $\lim_{n \rightarrow \infty} \|C^n(T, S)(A)\|^{1/n} = 0$.

Proof. (i) $\Rightarrow$ (ii) it follows by the preceding proposition, since from (i) we have $AX_i \subset AX_S(\sigma(S|X_i)) \subset Y_T(\sigma(S|X_i))$; (ii) $\Rightarrow$ (i) is proved in [5] for any two operators T, S with $S_S = S_T = \emptyset$.

7. Remark. Let $S \in B(X)$, $T \in B_{\mathcal{Q}}(Y)$. If $S \in D_0$ (respectively $S \in D_1$) taking in Proposition 5 and Corollary 6 $X = Y$, $A = I$ we have that the following two statements are equivalent:

- (i) $X_S(F) \subset X_T(F)$ for closed $F \subset \mathbf{C}$;
- (ii) $\lim_{n \rightarrow \infty} \|(T - S)^{[n]}\|^{1/n} = 0$

(respectively $X_i \subset X_T(\sigma(S|X_i))$ for every paraclosed invariant subspace X_i of S) implies $\lim_{n \rightarrow \infty} \|(T - S)^{[n]}\|^{1/n} = 0$; indeed, we have $C^n(T, S)I = (T - S)^{[n]}$.

8. Proposition. Let $T, S \in B(X)$ so that $TS = ST$. If $S \in D_0$ (respectively $S \in D_1$) and $T \in B_{\mathcal{Q}}(X)$, then from $X_S(F) \subset X_T(F)$ for any closed $F \subset \mathbf{C}$ (respectively from $X_i \subset X_T(\sigma(S|X_i))$ for any paraclosed invariant subspace X_i of S) it follows that $T \preceq S$ and both T and S are decomposable. If, moreover, T is strongly decomposable (respectively scalar (spectral); scalar (spectral), or generalized scalar (spectral)) then S is the same as T .

Proof. We have $(T - S)^{[n]} = (T - S)^n$, hence by Proposition 5, Corollary 6 and Remark 7 it follows that $T \preceq S$. If $S \in D_0$ (or $S \in D_1$), $T \in B_{\mathcal{Q}}(X)$ and $T \preceq S$, then it follows easy that both T and S are decomposable. But quasi-nilpotent equivalence conserve the classes of the operators from the statement (see [5]).
If $T, S, W \in B(X)$, we denote by

$$\rho_W(T, S) = \overline{\lim_{n \rightarrow \infty}} \|C^n(T, S)W\|^{1/n} \quad [14]$$

For $W = I$ we have $\rho_*(T, S) = \rho_{s*}(T, S)$. The number $\rho_W(T, S)$ can be considered as a "spectral distance" from S to T with regard to W . In the sequel we denote $D(F, \rho) = \{\mu; \inf(\lambda - \mu) = \rho\}$.

9. Proposition. Let $T, S, W \in B(X)$. If $S \in D_0$ and $T \in B_{\mathcal{Q}}(X)$, then the following conditions are equivalent:

- (i) $\rho = \rho_W(T, S)$;

- (ii) $\sigma_T(Ws) \subset D(\sigma_S(x), \rho)$ for any $x \in X$;
 (iii) $W X_S(F) \subset X_T(D(F, \rho))$ for any closed $F \subset \mathbb{C}$.

Proof. Let $\rho = \rho_W(T, S)$. Because $S_T = S_S = \emptyset$ it follows by Theorem 3.3 [14] that for any $x \in X_S(F)$, $\sigma_T(Wx) \subset D(\sigma_S(x), \rho_W(T, S)) \subset D(F, \rho)$, hence $Wx \in X_T(D(F, \rho))$ i. e. $W X_S(F) \subset X_T(D(F, \rho))$. Let now $W X_S(F) \subset X_T(D(F, \rho))$ for every closed F . For any $\varepsilon > 0$ there exists an open covering $\{G_i\}_1^n$ of $\sigma(S)$ such that $\sup_{\lambda, \mu} |\lambda - \mu| \leq \varepsilon$; let $\{X_i\}_1^n$ be a corresponding paraclosed invariant subspace of S with $\sigma(S|X_i) \subset G_i$ and $X = \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} X_i$. We have $X_i \subset X_S(\sigma(S|X_i))$ and $X_T(D(\bar{G}_i, \rho))$ is a spectral maximal space of T . If we put $S_i = (S - \lambda_i I)|X_i$, $T_i = (T - \lambda_i I)|X_T(D(\bar{G}_i, \rho))$ where $\lambda_i \in \bar{G}_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$) one obtains (as in the proof of the Proposition 5), $\|S_i^n\| = M_\varepsilon(2\varepsilon)^n$ and $\|T_i^n\| = M_\varepsilon(\rho + 2\varepsilon)^n$ ($i = 1, 2, \dots, n_\varepsilon$). From $C^n(T, S) W = C^n(T - \lambda_i I, S - \lambda_i I) W$ and $W X_S(\bar{G}_i) \subset X_T(D(\bar{G}_i, \rho))$ it follows $\|C^n(T, S) W x_i\| = M_\varepsilon^2 \|W\| (\rho + 4\varepsilon)^n \|x_i\|$ ($x_i \in X_i$), whence (similar to Prop. 5) $\|C^n(T, S) W x\| = M M_\varepsilon^2 \|W\| (\rho + 4\varepsilon)^n \|x\|$ for any $x \in X$, hence $\lim_{n \rightarrow \infty} \|C^n(T, S) W\|^{1/n} = \rho_W(T, S) \leq \rho$.

10. Remarks. a) In the same conditions as in Proposition 9. for any $W \in B(X)$ we have

$$(1) \quad \rho_W(T, S) = \sup_{Wx \neq 0} \sup_{\lambda \in \sigma_T(Wx)} \inf_{\mu \in \sigma_S(x)} |\lambda - \mu|$$

and

$$(2) \quad \rho_{S_P}(T, S) = \sup_{x \neq 0} \sup_{\lambda \in \sigma_T(x)} \inf_{\mu \in \sigma_S(x)} |\lambda - \mu|.$$

It follows easy from the preceding proposition and by Theorem 3.3 [14]. b) If we put respectively $S = 0$, $T = 0$ in the formula (1) then one obtains

$$(4) \quad \overline{\lim_{n \rightarrow \infty}} \|T^n W\| = \sup_{Wx \neq 0} \sup_{\lambda \in \sigma_T(Wx)} |\lambda|,$$

$$(5) \quad \overline{\lim_{n \rightarrow \infty}} \|W S^n\| = \sup_{Wx \neq 0} \inf_{\mu \in \sigma_S(x)} |\mu|.$$

11. Lemma. Let $S \in B(X)$, $T \in B(Y)$ with $S_S = \emptyset$, $T_S = \emptyset$ and $A(\xi) : G \rightarrow B(X, Y)$ (G open) be an analytic function which satisfies the equation $(\lambda - C(T, S)) A(\xi) \equiv 0$; then

$$A(\xi) X_S(F) \subset Y_T(\xi + F) \quad (F \subset \mathbb{C} \text{ closed}).$$

The proof is contained in 2.1 [15].

12. Theorem. Let $S \in B(X)$ and $T \in B_\emptyset(Y)$ with $S_S = \emptyset$. If S admits the following spectral decomposition: for any open covering $\{G_i\}_1^n$ of $\sigma(S)$ there exists a system $\{X_i\}_1^n$ of paraclosed invariant subspaces of S such that $X = \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} X_i$ and $\sigma(S|X_i) \subset G_i$ ($i = 1, 2, \dots, n_\varepsilon$) then $C(T, S)$ has the single-valued extension property.

Proof. Let $A : G \rightarrow B(X, Y)$ be an analytic function ($G \subset \mathbb{C}$ open connected set) which satisfies $(\lambda - C(T, S)) A(\lambda) \equiv 0$. Let δ_1, δ_2 and δ a sufficiently small disks with $\inf_{\lambda \in \delta} |\lambda - \mu| = h > 0$, $\sigma_S(x) \subset \delta$, $(\delta_1, \delta_2 \subset G)$ such that $F_1 \cap F_2 = \emptyset$ where $F_j = \overline{\bigcup_{\lambda \in \delta_j} (\lambda + \sigma_S(x))}$ ($j = 1, 2$). From the preceding lemma, we have $A(\lambda) x \in Y_T(F_j)$ for every $\lambda \in \delta_j$ ($j = 1, 2$). But $A(\lambda) x$ is analytic on G , hence by analytic extension, we have $A(\lambda) x \in Y_T(F_j)$ for any $\lambda \in D$ (since $Y_T(F_j)$ is closed), consequently $A(\lambda) x \in Y_T(F_1) \cap Y_T(F_2) = Y_T(F_1 \cap F_2) = Y_T(\emptyset) = \{0\}$ i.e. $A(\lambda) x = 0$ for any $\lambda \in G$. For any $\varepsilon > 0$ there exists a system $\{X_i\}_{i=1}^{n_\varepsilon}$ of paraclosed invariant subspace of S such that $d(\sigma(S|X_i)) < \varepsilon$ where $d(F) = \max_{\lambda, \mu \in G} |\lambda - \mu|$

and $X = \overline{\sum_{i=1}^{n_\varepsilon} X_i}$. We observe that if $x \in \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} X_i$ then $A(\lambda) x = \sum_{i=1}^{n_\varepsilon} A(\lambda) x_i = 0$ ($\lambda \in G$), accordingly $A(\lambda) = 0$ on a dense set of X . Consequently $A(\lambda) \equiv 0$, therefore $C(T, S)$ has the single-valued extension property.

13. Corollary. Let $S \in B(X) \cap D_1$ with $S_S = \emptyset$ and $T \in B_{\mathcal{Q}}(Y)$. Then $C(T, S)$ has the single-valued extension property. It follows easy from the preceding theorem.

Remark. On account of Corollary 13 we obtain that if $S \in B(X)$ and $T \in B(Y)$ are weak decomposable (see [9]. Ch. 6,5) then $C(T, S)$ has the single-valued extension property.

14. Proposition. If $S \in B(X) \cap D_1$ with $S_S = \emptyset$, $T \in B(Y)$ is decomposable and $U \in B_{\mathcal{Q}}(Z)$, then for any $V \in B(X, Y)$ and $W \in B(Y, Z)$ we have the inclusion

$$\sigma_{C(U, S)}(VW) \subset \sigma_{C(U, T)}(V) + \sigma_{C(T, S)}(W)$$

Proof. By the Theorem 12, it follows that $C(U, S)$, $C(U, T)$ and $C(T, S)$ have the single-valued extension property hence we can consider the sets $\sigma_{C(U, S)}(VW)$, $\sigma_{C(U, T)}(V)$, $\sigma_{C(T, S)}(W)$. The proof to our proposition is similar to the theorem 2.3 [15].

15. Theorem. Let $S \in B(X) \cap D_1$ with $S_S = \emptyset$ and $T \in B_{\mathcal{Q}}(Y)$. Then for any $x \in X$ and $W \in B(X, Y)$ we have

$$\sigma_T(Wx) \subset \sigma_{C(T, S)}(W) + \sigma_S(x)$$

and

$$WX_S(F) \subset Y_T(F + \sigma_{C(T, S)}(W)).$$

If K is a compact set and $\sigma_{C(T, S)}(W) \subset K$, then

$$\sigma_T(Wx) \subset K + \sigma_S(x)$$

and

$$WX_S(F) \subset Y_T(F + K).$$

It follows similar with 2.4 and 2.5 [15].

REFERENCES

1. I. Bacalu, Rev. Roum. Math. Pures et Appl., 21 (1976), 177—194.
2. I. Colojoara, and others. Theory of Generalized spectral operators, Gordon and Breach, Science Publishers (1968).
3. „ J. Math. Mech., 15, 521—540 (1965).
4. I. Colojoara, Elemente de teorie spectrală, Editura Academiei RSR-(1968).
5. N. Dunford, J. T. Schwartz, Linear Operators, I (1958), II (1963). III(1971) Interscience Publishers, New-York.
6. E. Hille, R. Phillips, Functional Analysis and semi-group (1957).
7. F. H. Vasilescu, Residually decomposable operators in Banach spaces, Tohoku Math. J., 21 (1969), 509—522.
8. „ Stud. cerc. mat., 21 (1969), 1181—1248.
9. „ J. Math. Anal. and Appl. 23 (1968), 440—446.

Considerații asupra comutatorului a doi operatori.

În această lucrare se studiază unele proprietăți spectrale ale comutatorului a doi operatori liniari mărginiți într-un spațiu Banach.

Matematică, toate aceste probleme enunțate mai sus se rezolvă prin direct sau indirect și cercetării variabilelor și comportării suprafeței de energie SCF. Din cauza complexității matematice foarte complicate a funcționalului energiei SCF:

$$E_{SCF} = \langle \Psi | H | \Psi \rangle \quad (1)$$

trăsătură grafică a suprafeței (1) este foarte imposibilă, în cadrul clasic al metodei SCF (a cărei valoare este constantă). Căci funcția de undă (1) este un sistem de ecuații considerabil de complicat, care este o funcțională de

C.Z.: 530, 145

APROXIMAREA ENERGIEI SCF A SISTEMELOR CUANTICE DE STRAT ÎNCHIS HELIUMOIDE PRIN POTENȚIALE CATASTROFĂ

V. SCRIDONESI-CĂLIN, M. VASIU, I. M. POPESCU*

Cu ajutorul *Teoriei Catastrofelor*, lucrarea noastră întreprinde în mecanica cuantică un studiu al suprafeței de energie SCF a sistemelor cuantice de strat închis heliumoide (ex., atomul de He, ionii bielectronici: Li^{+1} , Be^{+2} , B^{+3} , etc), realizând: (1) obținerea polinomului $E_{SCF} = f(x)$ de tratat prin teoria catastrofelor; (2) inducerea k -jeturilor și a potențialelor catastrofă cu care se aproximează energia SCF; (3) punerea în evidență a structurilor catastrofă ce fitează comportarea suprafeței de energie SCF; (4) calculul erorii pătratice integrale $\epsilon^{(k)}$, drept măsură a aproximării energiei SCF prin potențiale catastrofă și a fitării ei prin structurile catastrofă puse în evidență; (5) analiza erorii pătratice integrale și (6) interpretări matematice și fizice ale rezultatelor obținute.

1. Introducere

Problema Hartree-Fock-Roothaan (problema SCF [1]), în cazul sistemelor cuantice multielectronice, evidențiază un număr de soluții formale ale ecuațiilor SCF (de cimp selfconsistent) mai mare decât poate fi justificat fizic, în cadrul SCF clasic [2, 3, 5]. Deoarece obținerea ecuațiilor SCF se face aplicând principiul variațional la funcționala energiei sistemului cuantic considerat, soluțiile acestor ecuații corespund unor valori de extremum ale funcționalului energiei SCF, fizic, interesând valorile minime. Discuția asupra soluțiilor formale ale ecuațiilor SCF a dat naștere la numeroase subprobleme, între care amintim: multiplicitatea soluțiilor SCF (matematic posibile și fizic justificabile) [3, 5], stabilitatea și instabilitatea soluțiilor SCF [2, 6] și tipurile de stabilitate și instabilitate, condițiile de stabilitate [2, 6], rolul energiei de corelație în stabilitatea soluțiilor SCF și în determinarea numărului de soluții SCF [5], problema spinorbitalilor virtuali, convergența metodei SCF [13], etc. Dintre toate subproblemele enumerate, doar ultima a cunoscut aspecte ale tratării în limbajul teoriei catastrofelor.

* Asist., catedra Fizică; Conf. dr., Univ. „Babeș-Bolyai” Cluj-Napoca; Prof. dr. ing. catedra Fizică.

Matematic, toate aceste probleme enumerate mai sus se circumscriu direct sau corelat cercetării variaționale a comportării suprafeței de energie E_{SCF} . Din cauza expresiei matematice foarte complicate a funcționalei energiei SCF :

$$E_{\text{SCF}} = \langle \Psi | H | \Psi \rangle / \langle \Psi | \Psi \rangle, \quad (1)$$

trasarea grafică a suprafeței (1) este practic imposibilă, în cadrul clasic al metodei SCF (a cimpului self consistent). Cum funcția de undă totală Ψ a sistemului cuantic considerat, la rîndul ei, este o funcțională :

$$\Psi = \Psi(\{|\varphi_i\rangle\}). \quad (2)$$

dependentă de funcțiile spinorbitale monoelectronice $\{|\varphi_i\rangle\}$, cercetarea hipersuprafeței (1) s-ar putea efectua cu ajutorul unor parametri variaționali (α , β , γ , etc) de care să depindă fiecare $|\varphi_i\rangle$, ca funcții de bază în construirea funcționalelor (2) și (1).

Apelînd la un singur parametru variațional α , funcționala (1) a energiei se transformă într-un polinom de α , căruiu i se pot studia punctele de extremum (maxime și minime), punctele critice, singularitățile. Parametrul α poate fi, de exemplu, unghiul de rotație a funcțiilor spinorbitale monoelectronice $\{|\varphi_i\rangle\}$ supuse, ca funcții de bază, unei transformări unitare [13] de tip rotație elementară în perechi de funcții de bază [11a] (generînd în mecanica cuantică grupul Lie al rotațiilor [11b], sau un unghi de localizare a punctului de stare cuantică [5] pe hipersfera de normare (9), cum vom realiza în paragraful următor (conform figurii nr. 1). Odată preparată funcționala (1), astfel încît [13] :

$$E_{\text{SCF}} = f(\alpha), \quad (3)$$

vom proceda la studiul suprafeței de energie SCF (1) cu ajutorul *Teoriei Catastrofelor* [7—10], sub forma în care spațiul de comportare (de stare) este unidimensional, generînd numai structuri catastrofă de tip cuspidal [7—10, 12], corangul expresiei polinomiale (3) fiind egal cu 1.

Lucrarea de față aplică teoria catastrofelor la studiul suprafeței de energie E_{SCF} a sistemelor cuantice de strat închis bielectronice (heliu-moide), precum : atomul de He, ionii : Li^{+1} , Be^{+2} , B^{+3} , etc., soluționînd următoarele probleme principale : (1) obținerea polinomului $E_{\text{SCF}} = f(\alpha)$ ca expresie a energiei SCF tratabilă cu ajutorul teoriei catastrofelor ; (2) inducerea k -jeturilor $\{E_{\text{SCF}}(k)$; $k = 2n$ ($n = 0 ; 1, 5$) $\}$ și a potențialelor catastrofă cu care aproximăm energia SCF ; (3) punerea în evidență a structurilor catastrofă ce fitează comportarea suprafeței de energie SCF pentru sistemele cuantice bielectronice de strat închis ; (4) calculul erorii pătratice integrale $\epsilon^{(k)}$, ca măsură a aproximării lui E_{SCF} prin potențialele catastrofă și a gradului de fitrare a suprafeței de energie SCF prin structurile catastrofă puse în evidență ; (5) analiza și interpretarea erorii pătratice integrale și (6) interpretări matematice și fizice ale rezultatelor lucrării, alte probleme fiind propuse atenției viitoare.

2. Dependența $E_{\text{SCF}} = f(\alpha)$ a energiei SCF

În cadrul metodei cimpului selfconsistent (SCF) [1], construirea funcționalei (2) a funcției de undă cu ajutorul funcțiilor spinorbitale mono-electronice $\{|\varphi_i\rangle; j=1, n\}$ implică setul de funcții de bază ortonormate reale :

$$(\check{\varphi}) = (|\varphi_1\rangle, |\varphi_2\rangle, \dots, |\varphi_n\rangle), \quad (4)$$

reprezentînd $N = \frac{1}{2}(n+1)n$ configurații distincte, și

$$|\check{\varphi}\rangle = (\check{\varphi})(\check{b})$$

o funcție spinorbitală dublu ocupată, cu $(\check{b})$ o matrice de coeficienți unicoloră, ce va fi precizată în continuare prin relațiile (12) și (13). Funcția de undă de configurație unică pentru un sistem cuantic de strat închis bielectronic are expresia implicită :

$$\Psi_{\text{SCF}} = \Psi(\{|\varphi_j(1, 2)\rangle\}), \quad (6)$$

cu

$$\{|\varphi_j(1, 2)\rangle\} = \{|\varphi_j(1)\rangle \cdot |\varphi_j(2)\rangle\}, \quad (6')$$

prin care, la suprapunerea celor N configurații distincte, funcția de undă devine :

$$\Psi_{\text{SCF}} = \sum_j c_j |\varphi_j(1, 2)\rangle,$$

cu forma explicită :

$$\begin{aligned} \Psi_{\text{SCF}} = & \sum_i b_k^2 |\varphi_k(1)\rangle \cdot |\varphi_k(2)\rangle + \\ & + \sum_{k < j} 2^{\frac{1}{2}} b_k b_j [2^{-\frac{1}{2}} (|\varphi_k(1)\rangle \cdot |\varphi_j(2)\rangle + |\varphi_j(1)\rangle \cdot |\varphi_k(2)\rangle)]. \end{aligned} \quad (8)$$

Din condiția de normare pentru (7), rezultă o condiție de normare pentru coeficienții $\{c_j\}$:

$$\sum_j c_j^2 = 1, \quad (9)$$

definind o hipersferă în spațiul cu N dimensiuni, încît Ψ_{SCF} (7) poate fi reprezentată printr-un punct de stare cuantică pe suprafața acestei hipersfere. Pentru diferite seturi $\{c_j\}$, se poate calcula E_{SCF} (1), ca valoare medie a hamiltonianului H al sistemului cuantic, obținîndu-se contururi de energie SCF pe hipersfera (9) și, de aici, posibilitatea ca punctul de stare cuantică, în mișcarea liberă pe hipersferă, să întâlnească un număr de N puncte de extremum neechivalente, aflate pe axele principale ale hipersferei, și determinate ca soluții ale unei probleme N dimensionale cu valori proprii. Deoarece $\{c_j\}$ trebuie să fie determinați prin cei n coeficienți din (5), care, la rîndul lor, trebuie ortonormați, rezultă că punctul



de stare cuantică nu este liber în mișcarea lui pe hipersferă, ci este constrins să se miște numai pe o porțiune restrictată a hipersferei, tocmai porțiunea în care ecuațiile SCF dau soluțiile formale reprezentând puncte de extremum pe hipersuprafață.

În cazul sistemelor cuantice de strat închis heliunoid (bielectronice), $n = 2$, iar (7) și (8) se reduc la :

$$\begin{aligned}\Psi_{\text{SCF}} &= \sum_{i=1}^3 c_i |\varphi_i(1, 2)\rangle = \\ &= c_1 |\varphi_1(1)\rangle \cdot |\varphi_1(2)\rangle + c_2 \cdot 2^{-\frac{1}{2}} [|\varphi_1(1)\rangle |\varphi_2(2)\rangle + \\ &+ |\varphi_2(1)\rangle |\varphi_1(2)\rangle] + c_3 |\varphi_2(1)\rangle \cdot |\varphi_2(2)\rangle, \quad (10)\end{aligned}$$

cu

$$c_1 = b_1^2; \quad c_2 = 2^{\frac{1}{2}} b_1 b_2; \quad c_3 = b_3^2; \quad b_1^2 + b_2^2 = 1 \quad (11)$$

și

$$b_1^2 + b_2^2 + b_3^2 = 1; \quad b_1 + b_3 = 1, \quad (11_5, 6)$$

unde (11₅) definește sfera de normare (Σ), iar (11₆) un plan (Π) ce intersectează sfera (Σ) după un cerc (C), pe care este constrins să se miște punctul de stare, reprezentând Ψ_{SCF} (conform figurii 1). Pentru diferite poziții ale lui $P \in (C)$ și pentru diferite valori b_1 și b_3 satisfăcând (11₆), punctul P explorează, practic, toate „cutele” suprafeței de energie reprezentând mulțimea de puncte extremale, cărora le corespund soluții formale ale ecuațiilor SCF, numărul lor [5] depinzând de forma suprafeței de energie și de localizarea cercului de constringere (C) în raport cu axele principale definind planul (Π).

În vederea tratării prin *Teoria Catastrofelor*, conform setului de probleme (1) — (6) anunțat în Introducere, este necesară [13] reducerea dependenței E_{SCF} la dependență de un parametru de stare, care parametru, din analiza figurii 1, devine parametrul α ca unghiul $\alpha \in [-\pi, +\pi]$, localizînd poziția punctului P de stare cuantică pe cercul de constringere (C), față de cercul mare al sferei, determinat de axele Ob_1 și Ob_2 . Această alegere face ca, în (5), matricea unicolană ($\check{b}$) să se particularizeze la :

$$(\check{b}) = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} y \\ x \end{pmatrix}, \quad (12)$$

cu elementele de matrice :

$$x = \sin \alpha \text{ și } y = \cos \alpha = (1 - x^2)^{\frac{1}{2}} \quad (13)$$

aparținînd intervalului $[-1, +1]$ cînd $\alpha \in [-\pi, +\pi]$.

Relațiile (12), (5) și (10), în (1), cu $\hat{H}$ particularizat la un sistem cuantic de strat închis heliunoid (bielectronic), conduce la valoarea medie

a energiei E_{SCF} (1) dependentă de parametrul de stare (comportare) α , conform :

$$E_{\text{SCF}} = f(\alpha) = E_1 \sin 2\alpha + E_2 \cos 2\alpha + E_3 \sin \alpha + E_4 \cos \alpha + E_5, \text{ cu coeficienții de energie } \{E_i; i = \overline{1, 5}\} \text{ avînd expresiile :} \quad (14)$$

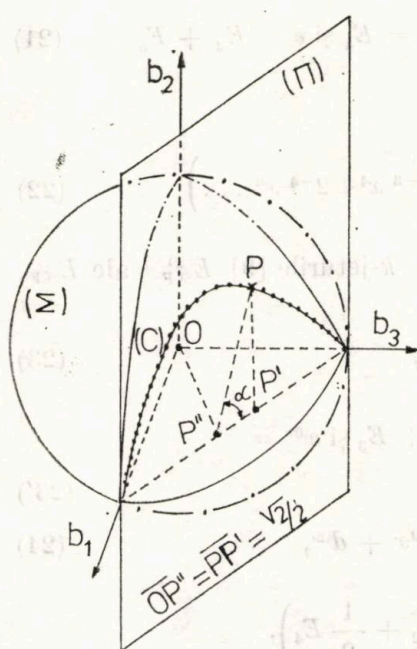


Fig. 1. Localizarea punctului P de stare cuantică pe sfera de normare (9) (Σ) cu ajutorul unghiului α .

$$E_1 = 2^{-2/3} [\langle \varphi_1(1, 2) | \hat{H} | \varphi_2(1, 2) \rangle - \langle \varphi_2(1, 2) | \hat{H} | \varphi_3(1, 2) \rangle], \quad (15)$$

$$E_2 = 2^{-2} [2^{-1} (\langle \varphi_1(1, 2) | \hat{H} | \varphi_1(1, 2) \rangle + \langle \varphi_1(1, 2) | \hat{H} | \varphi_3(1, 2) \rangle - \langle \varphi_2(1, 2) | \hat{H} | \varphi_2(1, 2) \rangle - \langle \varphi_1(1, 2) | \hat{H} | \varphi_3(1, 2) \rangle), \quad (16)$$

$$E_3 = 2^{-\frac{1}{2}} [\langle \varphi_1(1, 2) | \hat{H} | \varphi_2(1, 2) \rangle + \langle \varphi_3(1, 2) | \hat{H} | \varphi_3(1, 2) \rangle], \quad (17)$$

$$E_4 = 2^{-1} [\langle \varphi_1(1, 2) | \hat{H} | \varphi_1(1, 2) \rangle - \langle \varphi_3(1, 2) | \hat{H} | \varphi_3(1, 2) \rangle] \quad (18)$$

și

$$E_5 = 2^2 [3 (\langle \varphi_1(1, 2) | \hat{H} | \varphi_1(1, 2) \rangle + \langle \varphi_3(1, 2) | \hat{H} | \varphi_3(1, 2) \rangle + \langle \varphi_2(1, 2) | \hat{H} | \varphi_2(1, 2) \rangle + \langle \varphi_3(1, 2) | \hat{H} | \varphi_1(1, 2) \rangle), \quad (19)$$

reprezentînd combinații de integrale monoelectronice (E_4 , de ex.), sau de integrale de repulsie coulombiană electronică (E_1 , de ex.), sau combinații ale ambelor tipuri de integrale, toate integralele ca elemente de matrice hamiltoniană. Avînd în vedere analiza și interpretările legate de eroarea pătratică integrală $\epsilon^{(k)}$ (din sec. 5), în care vor interveni numai E_1 și E_4 , transcriem (15) și (18) în forma :

$$E_1 = 2^{-\frac{1}{2}} [\langle \varphi_1 \varphi_1 | \hat{J} | \varphi_1 \varphi_2 \rangle - \langle \varphi_2 \varphi_2 | \hat{J} | \varphi_2 \varphi_1 \rangle] \equiv \equiv 2^{-\frac{1}{2}} (J_{11,12} - J_{22,21}) \quad (15')$$

și

$$E_4 = \langle \varphi_1 | \hat{h} | \varphi_2 \rangle - 2 \langle \varphi_2 | \hat{h} | \varphi_2 \rangle + + 2^{-1} [\langle \varphi_1 \varphi_1 | \hat{J} | \varphi_1 \varphi_1 \rangle - \langle \varphi_2 \varphi_2 | \hat{J} | \varphi_2 \varphi_2 \rangle], \quad (18')$$

cu $\hat{h}$ hamiltonianul nucleului, iar $\hat{J}$ operatorul Coulomb.

3. Obținerea k -jeturilor $E_{\text{SCF}}^{(k)}$ ale E_{SCF}

Expresia (14) a E_{SCF} , prin substituția (13), devine :

$$E_{\text{SCF}} = ax^2 + bxy + cx + by + e, \quad (20)$$

cu

$$a = -2 E_2, \quad b = 2 E_1, \quad c = E_3, \quad d = E_4 \text{ și } e = E_2 + E_5. \quad (21)$$

Dezvoltînd (13b) în serie Taylor ;

$$y = (1 - x^2)^{\frac{1}{2}} = 1 - \left(\frac{1}{2} x^2 + 2^{-3} x^4 + 2^{-4} x^6 \dots \right) \quad (22)$$

și înlocuind (22) în (20), obținem, pe rînd, k -jeturile [9] $E_{\text{SCF}}^{(k)}$ ale E_{SCF} , cu $(k) = 2n(n = 0; 1, 3)$:

$$E_{\text{SCF}}^{(0)} = a^{(0)}x^2 + b^{(0)}x + c^{(0)}, \quad (23)$$

cu

$$\begin{aligned} a^{(0)} &= -2 E_2, \quad b^{(0)} = 2 E_1 + E_3 \text{ și } c^{(0)} = \\ &= E_2 + E_4 + E_5; \end{aligned} \quad (23')$$

$$E_{\text{SCF}}^{(2)} = a^{(2)}x^3 + b^{(2)}x^2 + c^{(2)}x + d^{(2)}, \quad (24)$$

cu

$$\begin{aligned} a^{(2)} &= -E_1, \quad b^{(2)} = -\left(2E_2 + \frac{1}{2} E_4\right), \\ c^{(2)} &= b^{(0)} \text{ și } d^{(0)} = c^{(0)}; \end{aligned} \quad (24')$$

$$\begin{aligned} E_{\text{SCF}}^{(4)} &= a^{(4)}x^5 + b^{(4)}x^4 + c^{(4)}x^3 + d^{(4)}x^2 + \\ &+ e^{(4)}x + f^{(4)}, \end{aligned} \quad (25)$$

cu

$$\begin{aligned} a^{(4)} &= \frac{1}{2} a^{(2)}, \quad b^{(4)} = -2^{-3} E_1, \quad c^{(4)} = a^{(2)}, \quad d^{(4)} = b^{(2)}, \quad e^{(4)} = b^{(0)} \\ \text{și } f^{(4)} &= c^{(0)}; \end{aligned} \quad (25')$$

și

$$\begin{aligned} E_{\text{SCF}}^{(6)} &= a^{(6)}x^7 + b^{(6)}x^6 + c^{(6)}x^5 + d^{(6)}x^4 + e^{(6)}x^3 \\ &+ f^{(6)}x^2 + g^{(6)}x + h^{(6)}, \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} a^{(6)} &= 2^{-3} a^{(4)}, \quad b^{(6)} = \frac{1}{2} b^{(4)}, \quad c^{(6)} = 2^{-2} a^{(2)}, \quad d^{(6)} = \\ &= b^{(4)}, \quad e^{(6)} = a^{(2)}, \quad f^{(6)} = b^{(2)}, \quad g^{(6)} = b^{(0)} \text{ și } h^{(6)} = c^{(0)}. \end{aligned} \quad (26')$$

În discuția ulterioară, vor interveni și k -jeturile avînd $(k) = 8$ și $(k) = 10$, ale căror expresii le omitem. k -jeturile de mai sus se obțin trunchiînd dezvoltarea în serie Taylor (22) pînă la termenul de gradul 10 în x inclusiv.

4. Potențialele catastrofă ce aproximează (20). Structurile catastrofă și suprafața de energie E_{SCF}

Întîiul pas în aplicarea [13] *Teoriei catastrofelor* [7–10, 12] la studiul suprafeței de energie E_{SCF} dată prin (14) și respectiv (20), sintetizează, în paragraful precedent, formele polinomiale dependente de x și de coeficienții corespunzători, ale k -jeturilor, cu ajutorul cărora vom pune în evidență structurile catastrofă $((k) = 2n(n = \overline{1,5}))$ și structura necatastrofă $((k) = 0)$, prin care vom aproxima suprafața de energie E_{SCF} (20) (respectiv (14)). Deoarece spațiul de comportare este unidimensional [parametru de comportare (stare) α , sau x , unic, echivalent corang $(E_{SCF}) = 1$], toate structurile catastrofă pe care le vom pune în evidență, pentru k -jeturile de ordinele $((k) = 2n (n = \overline{1,5}))$, vor fi de tip *cuspidal*. Evidențierea structurii de catastrofă pentru $E_{SCF}^{(k)} ((k) \geq 2)$ necesită o schimbare de variabilă, ce va fi precizată corespunzător. În continuare, prin $E_{SCF}^{(k) > 2}$, vom pune în evidență următoarele structuri catastrofă: faldul și coada de rîndunică, drept catastrofe elementare, precum și catastrofele produs [8b]: fald $\otimes$ întoarcere $\equiv$ wigwam, fald $\otimes$ fluture (sau întoarcere $\otimes$ coadă de rîndunică) și coadă de rîndunică $\otimes$ fluture (sau întoarcere $\otimes$ wigwam, sau fald $\otimes$ stea), tabelate în coloana a doua a tabelului 1.

4.1. $E_{SCF}^{(0)}$, prin (23), nu prezintă structură de catastrofă și ilustrează ceea ce [5(1968)] remarcă drept comportare a E_{SCF} la valori mici ale coeficienților E_1 și E_2 , în cazul unui sistem cuantic de tipul în discuție, fără să poată fi vorba în [5] de aplicarea teoriei catastrofelor, cu ajutorul căreia, acum, putem introduce un spațiu multidimensional de control, cu axele definibile prin $\{E_i; i = \overline{1,5}\}$ (relațiile (15) – (19)). Cercetarea punctelor extremale ale $E_{SCF}^{(0)}$ conduce la două valori de extremum: una de minim ($a^{(0)} > 0$), respectiv una de maxim ($a^{(0)} < 0$) pentru $x = -\frac{1}{2}b^{(0)}/a^{(0)}$, în concordanță cu numărul de soluții SCF

formale, determinate în alte lucrări (de ex., [3, 5]), pentru coeficienții E_1 și E_2 de valori mici. Este necesară, pentru discuția ulterioară, precizarea că $E_{SCF}^{(0)}$ (23) nu reprezintă o structură catastrofă, spre deosebire de k -jeturile de ordin (k) superior, pe care le vom analiza în continuare.

4.2. $E_{SCF}^{(2)}$ și catastrofa elementară fald

$E_{SCF}^{(2)}$, prin (24), prezintă structură de catastrofă elementară fald (fold [7, 8]), ușor de pus în evidență prin potențialul catastrofă:

$$E_{SCF}^{(2)} = E_{SCF}^{(f)} = a_f z^3 + b_f z + c_f, \quad (27-28)$$

apelînd la schimbarea de variabilă:

$$x_f = z - b^{(2)}/3 a^{(2)}, \quad (29)$$

care conduce la coeficienții :

$$a_f = a^{(2)}, b_f = [3 a^{(2)} c^{(2)} - (b^{(2)})^2] / 3 a^{(2)}$$

și

$$c_f = [2b^{(2)} - 9 a^{(2)} b^2 c^{(2)} + 27 (a^{(2)})^2 d^{(2)}] / 27 (a^{(2)})^2, \quad (28')$$

și prin varietatea catastrofă fald :

$$dE_{SCF}^{(f)} / dz = 3a_f z^2 + b_f = 0. \quad (30)$$

4.3 $E_{SCF}^{(4)}$ și catastrofa elementară coada de rîndunică.

$E_{SCF}^{(4)}$, prin (25), prezintă structură de catastrofă elementară *coadă de rîndunică* (swallowtail [7,8]), pusă în evidență de potențialul catastrofă :

$$E_{SCF}^{(4)} \equiv E_{SCF}^{(cr)} = a_{cr} z^5 + b_{cr} z^3 + c_{cr} z^2 + d_{cr} z + e_{cr} \quad (31)$$

și de varietatea catastrofă :

$$dE_{SCF}^{(cr)} / dz = 5a_{cr} z^4 + 3b_{cr} z^2 + 2c_{cr} z + d_{cr} = 0, \quad (32)$$

pe baza transformării de variabilă :

$$x_{cr} = z - b^{(4)} / 5a^{(4)}, \quad (33)$$

determinînd coeficienții :

$$a_{cr} = a^{(4)}, b_{cr} = [5a^{(4)} b^{(4)} c^{(4)} - 2(b^{(4)})^2] / 5a^{(4)},$$

$$c_{cr} = [4(b^{(4)})^3 - 15 a^{(4)} b^{(4)} c^{(4)} + 25 (a^{(4)})^2 d^{(4)}] / (25a^{(4)})^2,$$

$$d_{cr} = e^{(4)} + 3.5^{-2} (b^{(4)} / a^{(4)})^2 c^{(4)} - 3.5^{-3} (b^{(4)} / a^{(4)})^3 (b^{(4)})^2 - \\ - 5^{-2} (b^{(4)} / a^{(4)}) c^{(4)} d^{(4)} \quad \text{și}$$

$$e_{cr} = [4(b^{(4)})^5 - 25 a^{(4)} (b^{(4)})^3 c^{(4)} + 125 (a^{(4)} b^{(4)})^2 d^{(4)} - \\ - 625 (a^{(4)})^3 b^{(4)} e^{(4)} + 3125 a^{(4)5} f^{(4)}] / 3125 (a^{(4)})^4. \quad (31')$$

4.4. $E_{SCF}^{(6)}$ și catastrofa wigwam $\equiv$ fald $\otimes$ întoarcere

$E_{SCF}^{(6)}$, prin (6), cu schimbarea de variabilă :

$$x_w = z - b^{(6)} / 7a^{(6)}, \quad (34)$$

se transformă în :

$$E_{SCF}^{(6)} \equiv E_{SCF}^{(w)} = a_w z^7 + b_w z^5 + c_w z^4 + d_w z^3 + e_w z^2 + f_w z + g_w, \quad (35)$$

prezentînd formal structură de catastrofă produs *fald* $\otimes$ *întoarcere* sau, în terminologia teoremei Thom [10] de clasificare a catastrofelor de ordin

mai înalt, catastrofa de tip cuspidal *wigwam*. Evidențierea produsului :

$$E_{\text{SCF}}^{(w)} = [E_{\text{SCF}}^{(fw)}] \otimes [E_{\text{SCF}}^{(tw)}] = (a_{fw}z^3 + b_{fw}z + c_{fw}) (a_{tw}z^4 + b_{tw}z^2 + c_{tw}z + d_{tw}), \quad (36)$$

s-ar putea efectua, formal, printr-o împărțire polinomială a lui $E_{\text{SCF}}^{(6)}$, după schimbarea de variabilă (34), fie cu un polinom de tip $E_{\text{SCF}}^{(f)}$, fie cu un polinom de tip $E_{\text{SCF}}^{(t)}$, în ambele cazuri, punind condiția ca restul împărțirii să fie nul. Cum prin $E_{\text{SCF}}^{(2)} = E_{\text{SCF}}^{(f)}$ avem, deja, un polinom cu structură de fald, se poate găsi ușor $E_{\text{SCF}}^{(w)} = a_{tw}z^4 + b_{tw}z^2 + c_{tw}z + d_{tw}$, ca potențial pentru varietatea catastrofă întoarcere (cusp).

4.5. $E_{\text{SCF}}^{(8)}$ și $E_{\text{SCF}}^{(10)}$ și catastrofele produs corespunzătoare

Dacă în dezvoltarea în serie Taylor (22) se consideră și termenii în x^8 și în x^{10} , E_{SCF} mai poate fi aproximată și prin k -jeturile $E_{\text{SCF}}^{(8)}$, respectiv, $E_{\text{SCF}}^{(10)}$. Pentru $E_{\text{SCF}}^{(8)}$, se poate, formal, pune în evidență [8b] o structură de catastrofă produs *fald* $\otimes$ *fluture* sau produs *întoarcere* $\otimes$ *coadă de rîndunică*, iar pentru $E_{\text{SCF}}^{(10)}$, tot formal, o structură de catastrofă produs *coadă de rîndunică* $\otimes$ *fluture* (sau produs *întoarcere* $\otimes$ *wigwam* sau produs *fald* $\otimes$ *stea*), toate catastrofele produs fiind de tip cuspidal.

5. Calculul erorii pătratice integrale $\varepsilon^{(k)}$

Pentru a vedea care din potențialele catastrofă (28), (31), (35) aproximează cel mai bine E_{SCF} (14) și care din catastrofele elementare și produs, puse în evidență în paragraful precedent, fitează cel mai bine comportarea suprafeței de energie E_{SCF} , definim o măsură a erorii comise prin aproximările $E_{\text{SCF}}^{(k)}$ ($(k) = 2n$ ($n = 0; \overline{1,5}$)) la E_{SCF} :

$$\varepsilon^{(k)} = \int_{-1}^{+1} |E_{\text{SCF}} - E_{\text{SCF}}^{(k)}|^2 dx = \int_{-1}^{+1} [\Delta E_{\text{SCF}}^{(k)}]^2 dx, \quad (37)$$

pentru domeniul de interes $x \in [-1, +1]$, drept *eroarea pătratică integrală*. Apelînd la expresiile polinomiale (20) a E_{SCF} și (23) – (26) ale $E_{\text{SCF}}^{(k)}$, obținem incrementele energiei E_{SCF} :

$$\Delta E_{\text{SCF}}^{(0)} = (bx + d)(y - 1) \equiv 2(E_1x + \frac{1}{2}E_4)(y - 1) = 2f(x, E_1, E_4)(y - 1), \quad (38)$$

$$\Delta E_{\text{SCF}}^{(2)} = \Delta E_{\text{SCF}}^{(0)} + x^2 \cdot f(x, E_1, E_4), \quad (39)$$

$$\Delta E_{\text{SCF}}^{(4)} = \Delta E_{\text{SCF}}^{(2)} + 2^{-2} x^4 \cdot f(x, E_1, E_4) \quad (40)$$

și

$$\Delta E_{\text{SCF}}^{(6)} = \Delta E_{\text{SCF}}^{(4)} + 2^{-3} x^6 \cdot f(x, E_1, E_4), \quad (41)$$

din care inducem formula de recurență pentru incrementele de ordin superior :

$$\Delta E_{SCF}^{(k)} = E_{SCF} - E_{SCF}^{(k)} = \Delta E_{SCF}^{(k-2)} + 2^{-(k/2)} x^k \cdot f(x, E_1, E_4), \quad (42)$$

cu

$$f(x, E_1, E_2) = E_1 x + \frac{1}{2} E_4, \quad (42')$$

valabilă pentru $(k) \geq 2n (n = 2, 5)$. Cu relațiile (38) – (42), utilizând integrala nedefinită [4] :

$$\int x^n (\beta^2 - \gamma^2 x^2)^{m/2} dx = - [x^{n-1} (\beta^2 - \gamma^2 x^2)^{\frac{1}{2}(m+2)}] / (m + n + 1) \gamma^2 + \\ + [(n - 1) \beta^2 / (m + n + 1) \gamma^2] \int x^{(n-2)} (\beta^2 - \gamma^2 x^2)^{m/2} dx \quad (x \neq 0), \quad (43)$$

care pentru integralele intervenind în calculul lui $\varepsilon^{(k)}$ din (37), are $\beta = \gamma = m = 1$ și $x \in [-1, +1]$, se obține eroarea pătratică integrală de expresie finală :

$$\varepsilon^{(k)} = a_{\varepsilon}^{(k)} E_1^2 + b_{\varepsilon}^{(k)} E_4^2, \quad (44)$$

cu valorile coeficienților $a_{\varepsilon}^{(k)}$ și $b_{\varepsilon}^{(k)}$ sintetizate, după calcule, în tabelul 1 și ilustrate grafic în figurile 1 și 2.

Tabelul 1

Valorile coeficienților $a_{\varepsilon}^{(k)}$ și $b_{\varepsilon}^{(k)}$ din (44)

Ordin k—jet	Structura catastrofă	(*)	$\varepsilon^{(k)}$	$a_{\varepsilon}^{(k)}$	$b_{\varepsilon}^{(k)}$
(0)	—		$\varepsilon^{(0)}$	0,593(3)	0,193(3)
(2)	Fald (fold)	$a_f x^3$	$\varepsilon^{(2)}$	0,0640475	0,0191667
(4)	Coadă de rindunică (swallow-tail)	$a_{cr} x^5$	$\varepsilon^{(4)}$	0,0234642	0,0074156
(6)	Wigwam $\equiv$ Fald $\otimes$ Întoarcere	$a_w x^7$	$\varepsilon^{(6)}$	0,0124358	0,0043640
(8)	Fald $\otimes$ Fluture (Întoarcere $\otimes$ Coadă de rindunică)	$a_{fb} x^9$	$\varepsilon^{(8)}$	$< 0,007$	$< 0,003$
(10)	Coadă de rindunică $\otimes$ Fluture (Întoarcere $\otimes$ Wigwam sau Fald $\otimes$ Stea)	$a_{fs} x^{11}$	$\varepsilon^{(10)}$	$> 0,001$	$> 0,0001$

*) Singularitatea [9]

6. Analiza erorii pătrătice integrale $\varepsilon^{(k)}$. Interpretări și concluzii

Analiza erorii pătrătice integrale $\varepsilon^{(k)}$ o întreprindem prin comportarea coeficienților de eroare pătratică integrală $a^{(k)}$ și $b^{(k)}$, și a coeficienților de energie (și parametri de control) E_1 și E_4 intervenind în (44), primii doi cu valorile date în tabelul 1, cu ratele de comportare date în tabelul 2 și cu reprezentările grafice în figurile 2 și 3, ultimii doi

Tabelul 2

Rate de tranziție $(k) \rightarrow (k+2)$ pentru coeficienții de eroare pătratică integrală

Tranziție (k) $\rightarrow$ (k+2)	$a_{\varepsilon}^{(k)} / a_{\varepsilon}^{(k+2)}$	$b_{\varepsilon}^{(k)} / b_{\varepsilon}^{(k+2)}$
(0) $\rightarrow$ (2)	9,2639572	10,0869370
(0) $\rightarrow$ (4)	25,2864470	26,0711600
(0) $\rightarrow$ (6)	47,7117110	44,3018560
(0) $\rightarrow$ (8)	> 84,7619000	> 64,4444330
(2) $\rightarrow$ (4)	2,7295837	2,5846458
(2) $\rightarrow$ (6)	5,1502516	4,3920027
(2) $\rightarrow$ (8)	> 9,1496428	> 6,3889000
(4) $\rightarrow$ (6)	1,8868267	1,6992667
(4) $\rightarrow$ (8)	3,3520285	2,4718666
(6) $\rightarrow$ (8)	> 1,7765428	> 1,4566666

cu relațiile de definiție (15) și (15'), respectiv (18) și (18'), analiză din care sintetizăm interpretările și concluziile ce urmează.

6.1. Eroarea pătratică integrală $\varepsilon^{(k)}$ (44) depinde doar de pătratele coeficienților E_1 și E_4 ai expresiei (14) (sau (20)) a funcționalei E_{SCF} , adică de pătratele coeficienților de energie având aproximativ același ordin de mărime și valorile cele mai mici între $\{E_i; i=1,5\}$ și, în același timp, aflați în situații de formalism matematic cuantic extreme: E_1 o integrală de interacțiune coulombiană bielectronică, cu un înalt grad de suprapunere, iar E_2 o integrală bielectronică compusă din termeni monoelectronici.

6.2. Din (44), conform 6.1., cu ajutorul valorilor $a_{\varepsilon}^{(k)}$ și $b_{\varepsilon}^{(k)}$ din tabelul 1, rezultă dominarea erorii pătrătice integrale $\varepsilon^{(k)}$ de către termenul în E_1 conținând contribuția, la E_{SCF} și la $E_{SCF}^{(k)}$, a suprapunerilor (conținute în E_1), în determinarea erorii pătrătice integrale $\varepsilon^{(k)}$, mai importante decât contribuțiile monoelectronice din E_4 . Dominarea amintită este exprimată analitic în (38) — (41) prin binomul dat de (42') $f(x, E_1, E_2)$.

6.3. Conform liniilor întâi ale tabelelor 1 și 2, aproximarea descrierii suprafeței de energie E_{SCF} prin jetul $E_{SCF}^{(0)}$ manifestă cea mai mare eroare pătratică integrală, concluzia fiind valabilă și pentru aproximarea prin structura necatastrofă corespunzătoare.

6.4. Trecerea, de la descrierea prin $E_{SCF}^{(0)}$ la cea prin $E_{SCF}^{(2)}$ cu întâia structură de catastrofă elementară *faldul*, este marcată prin scăderea valorilor coeficienților $a_\varepsilon^{(k)}$ și $b_\varepsilon^{(k)}$ cu un ordin de mărime (cum indică linia întâia a tabelului 2 prin rata de tranziții $(0) \rightarrow (2)$).

6.5. În trecerea succesivă de la o catastrofă la alta $((2) \rightarrow (4) \rightarrow \dots \rightarrow (10))$, coeficienții de eroare pătratică integrală $a_\varepsilon^{(k)}$ și $b_\varepsilon^{(k)}$ prezintă salturi valorice mult mai mici decât în trecerea $(0) \rightarrow (2)$ de la forma necatastrofă $E_{SCF}^{(0)}$ la întâia formă catastrofă $E_{SCF}^{(2)}$.

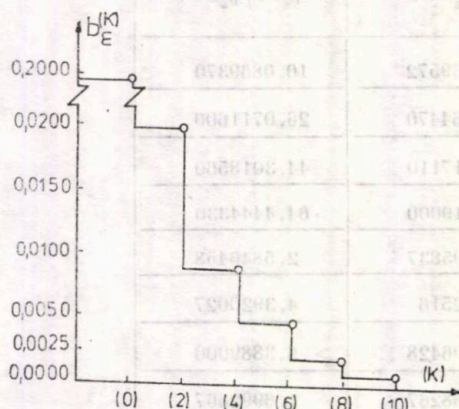


Fig. 1H—histograma dependenței $a_\varepsilon^{(k)} = f_1(k)$

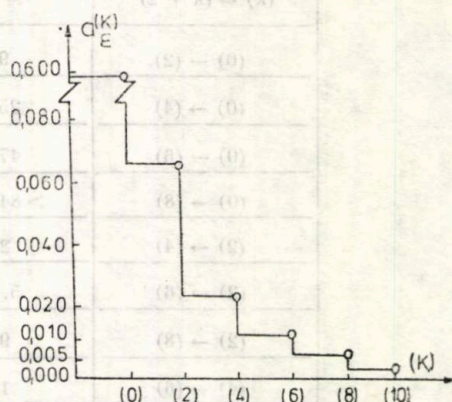


Fig. 2—Histograma dependenței $b_\varepsilon^{(k)} = f_2(k)$

6.6. Histogramele din figurile 2 și 3 ilustrează grafic concluziile 6.4. și 6.5..

6.7. Salturile valorice cele mai mari pentru coeficienții $a_\varepsilon^{(k)}$ și $b_\varepsilon^{(k)}$ caracterizează trecerea de la forma necatastrofă $E_{SCF}^{(0)}$, pe rînd, la formele catastrofă cu (k) crescător (vezi primele 4 linii ale tabelului 2, în comparație cu celelalte linii ale aceluiași tabel).

6.8. Între catastrofele elementare puse în evidență, cu potențialele catastrofă ale cărora am aproximat E_{SCF} , catastrofa elementară *coadă de rîndunică* prezintă eroare pătratică integrală $\varepsilon^{(k)}$ mai mică decât catastrofa elementară *fald*, dar ambele au $\varepsilon^{(k)}$ mai mare decât catastrofele produs precizate în paragraful 4 și în tabelul 1.

6.9. În tabelul 2, se compară ratele de tranziție $a_\varepsilon^{(k)}/a_\varepsilon^{(k+2)}$ și $b_\varepsilon^{(k)}/b_\varepsilon^{(k+2)}$ pentru coeficienții lui $\varepsilon^{(k)}$, luînd ca reper oricare din k -jeturile cu $(k) \leq 2n$ ($n = 0; 1, 3$) și evidențiindu-se șiruri crescătoare de valori ce caracterizează adecvarea descrierii suprafeței de energie E_{SCF} prin $E_{SCF}^{(k)}$, cînd $(k) \rightarrow 10$.

6.10. Adecvarea descrierii suprafeței de energie E_{SCF} se accentuează cu creșterea ordinului k -jetului $E_{SCF}^{(k)}$, de la structură de catastrofă

elementară *fald*-ul pînă la structura de catastrofă produs *coadă de rîndu-nică* $\otimes$ *fluture* (sau *întoarcere* $\otimes$ *wigwam*, sau *fald* $\otimes$ *stea*), care apare cu eroarea pătratică integrală $\varepsilon^{(k)}$ cea mai mică.

6.11. Suprafața de energie E_{SCF} (20) se manifestă ca o înfășurătoare a tuturor suprafețelor $E_{\text{SCF}}^{(k)}$ cu structură de catastrofă, fapt explicabil și prin micșorarea erorii pătratice integrale $\varepsilon^{(k)}$, tinzînd la zero, cînd $(k) \rightarrow \infty$.

6.12. Studiul asupra erorii pătratice integrale $\varepsilon^{(k)}$ l-am extins și comparativ asupra evaluării prin formule de rest (Lagrange, Cauchy) a restului dezvoltării în serie Taylor (22), justificînd atît trunchierea seriei la $(k) = 10$, în limite acceptabile pentru eroarea comisă teoretic cu E_{SCF} (20) în raport cu valoarea energiei determinată experimental, în cazul sistemului cuantic, de strat închis He, cit și introducerea erorii pătratice integrale $\varepsilon^{(k)}$, drept măsură a erorii comise în aproximarea comportării suprafeței E_{SCF} prin suprafețele corespunzătoare structurilor catastrofă $E_{\text{SCF}}^{(k)} ((k) = 2(n = 1, 5))$, cu potențialele catastrofă respective.

6.13. Comparații efective cantitative, între E_{SCF} (20) și valori obținute aproximînd E_{SCF} prin potențiale catastrofă, sînt discutate în paragraful următor.

7. Discuție asupra valorilor E_{SCF} neclasice

În cadrul clasic al metodei SCF, pentru un sistem cuantic aflat în starea cuantică fundamentală, energia E_{SCF} reprezintă o valoare minimă, obținută cu ajutorul funcțiilor monoelectronice, ca soluții ale ecuațiilor Hartree-Fock (sau Hartree-Fock-Roothaan, în cazul de față). Aplicarea teoriei catastrofelor funcționalei E_{SCF} , special, preparată în forma (20), conduce la problema cercetării punctelor de minim ale suprafețelor catastrofă ce aproximează suprafața E_{SCF} , scoțînd problema determinării valorilor E_{SCF} , din cadrul SCF clasic și plasînd-o într-un cadru neclasic de studiu al metodei SCF, mult mai eficient decît prin procedurile SCF clasice. Determinarea punctelor de extremum în cazul potențialelor catastrofă (27-28), (31), (35), (36) și al varietăților catastrofă corespunzătoare, necesită rezolvarea ecuațiilor în x , obținute conform relațiilor (30), (32), prin derivarea în raport cu x a potențialelor catastrofă. Identificarea punctelor de minim între punctele de extremum apelează la semnul (+) al valorii derivatei a doua în raport cu x a potențialului catastrofă, considerată în punctul cercetat. Cazul corespunzător lui $(k) = 10$ conduce la o ecuație de gradul 10 în x , imposibil de rezolvat fără considerații simplificatoare asupra coeficienților de energie $\{E_i; i = \overline{1, 5}\}$. Cel mai simplu caz este obținut pentru $(k) = 0$, dar acesta corespunde aproximării energiei E_{SCF} (20) printr-o formă polinomială de tip (23) necatastrofă, implicînd cea mai mare abatere a valorii E_{SCF} minime în raport cu valoarea limită pe care o poate da metoda SCF. În cazul $(k) = 2$, aproximarea lui E_{SCF} (20) prin potențialul catastrofă *fald* (27-28), după rezolvarea ecuației (30) conduce la punctele de extremum :

$$(x_{\text{extr}})_{1,2} = \pm (-b_f/3a_f)^{\frac{1}{2}} - b^{(2)}/3a^{(2)}, \quad (45)$$

cu a_f , b_f , $a^{(2)}$ și $b^{(2)}$ definiți prin (28'), respectiv prin (24') în funcție de coeficienții de energie (parametrii de control) $\{E_i; i = \overline{1,4}\}$. Prin relațiile de definiție (15) — (18), particularizate în cazul sistemului cuantic de strat închis He, folosind ca funcții de bază funcțiile din [5(1968)] și impunând condițiile necesare pentru decelarea punctelor de minim dintre punctele (45) de extremum, rezultă două familii de puncte de minim dependente de unghiul α de localizare pe sfera de normare (9) și de parametrul de optimizare f [5]. Pentru $a_f = 1$ și $b_f = -1$, ținând cont de substituția (13), valorile unghiului α , care minimizează E_{SCF} (20) aproximată prin potențialul catastrofă fald, sînt $\alpha = \pm\pi/2$. În acest caz, $E_{SCF}^{(2)}$ minimă are două valori, fiecare depinzînd de parametrul de optimizare f [5], departajate prin valorile $\pm\pi/2$ ale unghiului α . Cum $0 < f < 1$, în cazul $f = 0,95$ (ales pentru confruntare cu [5]), se obțin două valori particulare neclasice E_{SCF} minime: prima de $-24,7035124$ u.a., cea de-a doua de $-16,8100605$ u.a. Cele două valori sînt în bună concordanță cu valorile obținute în [5] fără aplicarea teoriei catastrofelor. Avînd în vedere că valorile de mai sus au fost obținute prin aproximarea lui E_{SCF} prin potențialul catastrofă fald ($(k) = 2$), îmbunătățiri ale rezultatelor pot fi obținute pentru $(k) \geq 4$, după cum indică și scăderea erorii pătratică integrale $\varepsilon^{(k)}$ în paragraful precedent.

Deși fitarea suprafeței de energie E_{SCF} (20) se obține cea mai bună în cazul $(k) = 10$ (eroarea pătratică integrală (44) cea mai mică), rezultate comparabile cu limita SCF se pot obține chiar și prin fitarea suprafeței E_{SCF} (20) prin structura catastrofă elementară fald, justificînd cercetarea punctelor de minim în cazul $(k) = 2$, în locul celor din cazul $(k) = 10$ (necesitînd o cantitate foarte mare de calcul analitic și numeric).

8. Concluzie finală

Aplicînd *Teoria Catastrofelor* în studiul funcționalei energiei electronice E_{SCF} a sistemelor cuantice de strat închis heliomoide, pe baza aproximării E_{SCF} prin potențiale catastrofă, am rezolvat toate problemele (1) — (6) anunțate în *Introducere*, lucrarea noastră înscriindu-se în domeniul cercetării metodei SCF clasice prin proceduri din afara cadrului conceptual SCF propriu-zis, Teoria Catastrofelor oferindu-ne posibilitatea unei cercetări neclasice, algoritmic, mai rapidă și, metodologic, mai eficientă, decît folosind procedurile SCF clasice.

BIBLIOGRAFIE

1. C. C. J. Roothaan, Rev. Mod. Phys., 23, 69 (1951); 32, 179 (1960).
2. D. J. Thouless, „The Quantum Mechanics of Many Body Systems“, Academic, New York, 1961, p. 24—29.
3. W. H. Adams, Phys. Rev. 127, 1650 (1962).
4. M. L. Smolianski, „Tabliți neopredelenih integralov“, Nauka, Moskva, 1967, Tabliți 24.
5. R. E. Stanton, J. Chem. Phys. 48, 257 (1968);
H. F. King, R. E. Stanton, J. Chem. Phys. 50, 3789 (1969).
6. (a) J. Cizek, J. Paldus, J. Chem. Phys. 47, 3976 (1967); 53, 861 (1970);
(b) S. Lunell, P. Lindner, J. Chem. Phys. 50, 4679 (1969).
7. R. Thom, „Stabilité structurelle et morphogénèse“, Benjamin, New York, 1972.
8. (a) G. Wasserman, „Stability of Unfoldings“, Springer, Berlin, 1974;
(b) A.E.R. Woodcock, T. Poston, A Geometrical Study of Elementary Catastrophes, Berlin. Springer 1974

9. Y. — C. Lu. "Singularity Theory and an Introduction to Catastrophe Theory", Springer, New York, 1976, cap. 2.
10. T. Poston I. Stewart, „Catastrophe Theory and Its Applications", Pitman, London, 1978 cap. 7.
11. (a) M. Rossi, J. Chem. Phys. 43, 3918 (1965); 46, 989 (1967);
(b) J. — M. Normand, „A Lie Group: Rotations in Quantum Mechanics" North-Holland, Amsterdam, 1980, cap. 2.
12. C. Udriște E. Tănăsescu, "Minime și maxime ale funcțiilor reale de variabile reale", Editura Tehnică, București, 1980, cap. 4.
13. V. Scridonesi-Călin, M. Vasiu, I. M. Popescu, „Aplicarea teoriei catastrofelor în studiiul convergenței metodei SCF-Roothaan", in vol. "Progrese în fizică", Inst. Centr. Fiz. — Univ. Sibiu, București—Sibiu, 1984, p. 100.

The Approximation of the SCF Energy of the Helium-like Quantum System of Closed-shell Type by Catastrophe Potentials

With the help of the *Catastrophe Theory* the present paper does, in Quantum Mechanics, a Study of the SCF energy surface of the helium-like quantum systems of closed-shell type, getting: (1) the obtaining of the $E_{\text{SCF}} = f(x)$ polynomial, dealing with it by the help of the Catastrophe Theory; (2) the inducing of the k-jets $E_{\text{SCF}}^{(k)}$; ($k=2n(n=0; 1,5)$) and of the catastrophe potentials by which the SCF energy is approximated; (3) the emphasizing of the catastrophe structures that fit the behaviour of the SCF energy surface; (4) the computations of the quadratic error integral $\varepsilon^{(k)}$ as measure of the approximation of the SCF energy by catastrophe potentials and of its fitting by the revealed catastrophe structures; (5) the analysis of the quadratic error integral, and (6) mathematical and physical interpretations of the obtained results.

IMPEDANCE TRANSFORMATIONS

G. RULEA*

In the paper we present the case of a transformation of the input impedance of a lossless line, in pure resistance (not giving the value) (and after this the transformation of the input impedance of a lossless line in a resistance of a given value.

A method for measurement of this input impedance is described.

1. Introduction

Graphical or analytical determination of input impedance of a transmission line working at high frequencies is a classical problem [1]. Obtaining a pure resistance of a certain value, is a more general case than that of matching [2,3] and is useful in problems of power distribution in diplexers [4].

In this paper, we present the case of the transformation of the input impedance, in pure resistance, (not giving the value) and the transformation of the input impedance in a resistance of a given value.

2. Input impedance — pure resistance

Let consider a lossless line of length l , with the normalized input impedance

$$z_i = \frac{z + jt}{1 + jtz}$$

where $z = r + jx$ is the normalized load impedance (the load impedance divided by the characteristic impedance of the line) and $t = \operatorname{tg} \beta l$.

The real and the imaginary parts of the impedance z_i are:

$$r_i = \frac{r(1 - xt) + rt(x + t)}{(1 - xt)^2 + r^2 t^2}$$

$$x_i = \frac{(x + t)(1 - xt) - r^2 t}{(1 - xt)^2 + r^2 t^2}$$

The condition of zero input reactance is

* Prof., Chair of Radiocommunications

$$t^2 + \left(\frac{x^2 + r^2 - 1}{x} \right) t - 1 = 0$$

and therefore

$$t_{1,2} = -\frac{x^2 + r^2 - 1}{2x} \pm \sqrt{\left(\frac{x^2 + r^2 - 1}{2x} \right)^2 + 1} \quad (1)$$

Before discussing this result, we get the input impedance as a function of the reflexion coefficient Γ : $\Gamma = |\Gamma| e^{j\theta}$

$$z_i = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

and we separate the resistive and reactive parts:

$$z_i = \frac{1 - |\Gamma|^2}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \theta} + j \frac{2|\Gamma| \sin \theta}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos \theta}$$

The condition which must be satisfied, in order to obtain a pure resistive input impedance is

$$\theta = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3 \dots$$

with

$$\theta = \varphi - 4\pi \frac{l}{\lambda}$$

where φ is the argument of the reflexion coefficient of the load, l is the length of the line and λ is the wavelength. From these relations we obtain

$$\varphi - 4\pi \frac{l}{\lambda} = n\pi \quad (2)$$

where φ is known, because

$$\Gamma = \frac{r - 1 + jx}{r + 1 + jx}$$

so that

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{x}{r - 1} - \operatorname{arctg} \frac{x}{r + 1}$$

From (2) results

$$\operatorname{tg} \left(\varphi - 4\pi \frac{l}{\lambda} \right) = 0$$

or

$$\operatorname{tg} 4\pi \frac{l}{\lambda} = \operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{x}{r - 1} - \frac{x}{r + 1}}{1 + x^2 / (r^2 - 1)} \quad (3)$$

and therefore

$$\operatorname{tg} 4\pi \frac{l}{\lambda} = \frac{2x}{x^2 + r^2 - 1}$$

But

$$(1) \quad \operatorname{tg} 4\pi \frac{l}{\lambda} = \operatorname{tg} 2.2\pi \frac{l}{\lambda} = \operatorname{tg} 2\beta l = \frac{2 \operatorname{tg} \beta l}{1 - \operatorname{tg}^2 \beta l} = \frac{2t}{1 - t^2}$$

so that, substituting in (3), we find again the equation leading to the solutions (1).

From (3) we draw the solution

$$l = \frac{\lambda}{4\pi} \operatorname{aretg} \frac{2x}{x^2 + r^2 - 1} \quad (4)$$

or

$$l = \frac{\varphi}{4\pi} \quad (4.a)$$

The second order equation in t becomes

$$t^2 + 2 \operatorname{ctg} \varphi t - 1 = 0$$

so that

$$t_1 = \operatorname{tg} \varphi/2$$

$$t_2 = -\operatorname{ctg} \varphi/2$$

The two values t_1 and t_2 lead to the solution (3.a).

The value of the input resistance is

$$r_i = \frac{1 - |\Gamma|^2}{1 - 2(-1)^n |\Gamma| + |\Gamma|^2} = \frac{1 + |\Gamma|^2}{(1 + |\Gamma|)^2}$$

and hence

$$r_{i_{n=2p}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = \sigma$$

$$r_{i_{n=2p+1}} = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} = 1/\sigma$$

where σ is the VSWR factor.

Because the reflexion coefficient corresponding to a point z on the line is

$$(3) \quad \Gamma_z = |\Gamma| e^{j\left(\varphi - \frac{4\pi}{\lambda} l\right)} = \left| \frac{U_r}{U_i} \right| e^{j(\varphi_r - \varphi_i)}$$

and because the impedance becomes resistive when

$$\varphi - \frac{4\pi}{\lambda} l = 0$$

$$\varphi_r - \varphi = 0$$

and the U_r and U_i phasors are in phase.

Since the tangent function is periodic with period π , we find from this relation that the angle φ will be π or a multiple of π , so that the phasors can be in phase or in opposition.

The impedance is resistive, when the voltage is maximum or minimum.

3. Using the Smith Chart

The figurative point A , on the Smith diagram, represents the normalized load $z = r + jx = 0,5 - 0,5$.

The $|\Gamma|$ constant circle corresponds to the value $|\Gamma| = 0,45$ or $\sigma = 2,64$.

The angle $\varphi = 63,44^\circ$ and therefore the line length for $r = 1/\sigma = 0,38$ is $l = 0,088 \lambda$ (the angle φ equivalent or the A figurative point corresponding to the electric arc length), and for $r = \sigma = 2,64$ $l = 0,162 \lambda$, so that their sum is $\lambda/4$, which transforms σ into $1/\sigma$.

The problem has always a solution. For any load $z = r + jx$ there is a line length l for which the input impedance is pure resistive, having the value $r = \sigma$ or $r = 1/\sigma$.

4. The input resistance of a given value

Suppose the load impedance

$$Z_s = R_s + jX_s$$

and the characteristic impedance is Z_0 (pure resistive).

The normalized load impedance is

$$z = Z_s/Z_0 = R_s/Z_0 + jX_s/Z_0 = r + jx$$

Our problem is to obtain an input resistive impedance of a given value. For this one connects a load z to a line of length l . We obtain the normalized input admittance

$$y_i = \frac{1 + jz \operatorname{tg} \beta l}{z + j \operatorname{tg} \beta l}$$

or, with the notation

$$\operatorname{tg} \beta l = t$$

$$y_i = \frac{1 + jrt - xt}{r + j(x + t)}$$

To this admittance one adds a pure susceptance

$$y_B = jb$$

so that

$$y_i + y_B = g_i = 1/r_i$$

It results

$$\frac{(1 - xt) + jtr}{r + j(x + t)} + jb = 1/r_i$$

One put in evidence the real and the imaginary parts of the admittance y_i

$$\frac{[(1 - xt) + jtr][r - j(x + t)]}{r^2 + (x + t)^2} + jb = 1/r_i$$

Equalizing the real and imaginary parts, we obtain

$$\frac{r(1 - xt) + (x + t)tr}{r^2 + (x + t)^2} = 1/r_i$$

$$\frac{r^2t + (x + t)(1 - xt)}{r^2 + (x + t)^2} + b = 0$$

It results

$$r_i r(1 - xt) + xtrr_i + r r_i t^2 = r^2 + x^2 + 2xt + t^2$$

and, after some transformations,

$$(1 - r_i r)t^2 + 2xt + r^2 + x^2 - r_i r = 0$$

The solutions of this equation are

$$t = -\frac{x}{1 - r_i r} \pm \sqrt{\left(\frac{x}{1 - r_i r}\right)^2 - \frac{r^2 r_i^2 - r_i r}{1 - r_i r}} \quad (5)$$

A necessary condition is

$$x^2 - (r^2 + x^2 - r_i r)(1 - r_i r) > 0$$

The problem may have no solution.

There is no solution when the $|\Gamma|$ constant circle does not intersect the $r_i = ct$ circle, where r_i is the demanded value.

5. The general solution

Let's consider a normalized resistive load r . It must be transformed into the load r_i . The solution should exist for any value of the resistances r and r_i .

We connect, in parallel with the load, the normalized variable reactance x .

The load impedance becomes

$$z = \frac{jrx}{r + jx}$$

and the input impedance of the line of length l must be resistive, having the value

$$z_i = \frac{z + jt}{1 + jzt} = r_i$$

It follows

$$z_i = \frac{jrx + jrt - xt}{r + jx - rxt} = r_i$$

so that

$$-xt = rr_i(1 - xt)$$

or

$$r_i = \frac{xt}{r(xt - 1)} \quad (6)$$

The product $x \cdot t$ should satisfy the condition

$$xt > 1$$

The reactance is zero

$$r(x + t) - r_ix = 0$$

so that

$$t = (r_i/r - 1)x \quad (7)$$

On the circular diagram, from the figurative point corresponding to the admittance $y = 1/r$, placed on the real axis, we move on constant admittance circle until we cross the $|\Gamma| = ct$ circle, which is, in the same time, a $\sigma = r_i$ circle.

6. Measurement of microwave generators internal impedance

We can derive the internal impedance using a variable load and measuring the maximum power. If Z_g is the generator internal impedance, the condition

$$Z_g = Z^*$$

corresponds to the maximum delivered power.

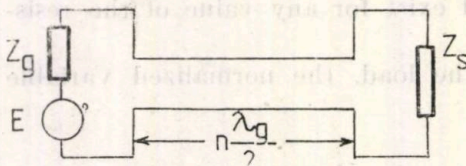


Fig. 1

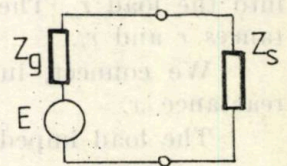


Fig. 2.

The line length is an integer multiple of $\lambda_g/2$, Fig. 1. The equivalent circuit, valid for only one frequency, is shown in Fig. 2. The variable load consists of an attenuator followed by an adjustable plunger, Fig. 3.

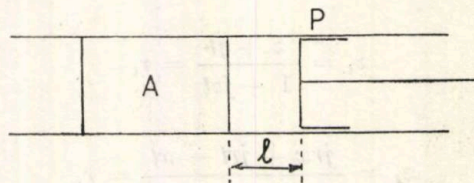


Fig. 3.

If the variable attenuator has the attenuation α and the plunger position is l , the reflexion coefficient is

$$|\Gamma| = e^{-2\alpha} e^{-j2\beta l}$$

The variation of the phase angle may be obtained by changing the plunger position, until the voltage at the attenuator input is maximum. In this case, the system input impedance is pure resistive, and $l = n\lambda/2$.

The real power on the load is

$$P = \frac{|E|^2}{|Z_g + Z|^2} R_s$$

One assumes that R and X are variable.

The power expression is

$$P = \frac{E^2}{(R_g + R)^2 + (X_g + X)^2} R_s$$

The maximum value, corresponding to $R = ct$ and $X = \text{variable}$ is obtained when

$$\frac{dP}{dX} = 0$$

namely when

$$X = -X_g$$

and, similar, if $X = xt$, the maximum power corresponds to $R = R_g$.

REFERENCES

1. B. A. Bromwell, R. E. Beam, Theory and Application of Microwaves, Mc Graw Hill, New York, 1947.
2. J. K. Reich, J. G. Skolnik, F. O. Philip, H. L. Kraus, Microwave Principles, Van Nostrand, New York, 1957.
3. A. J. Banden-Fuller, Microwaves, Pergamon Press, New York, 1969.
4. G. Rulea, Liniar and Reciprocal Diplexer with T Junction., Revue Roumaine d'Electrotechnique, Aprilie, 1985.

Transformări de impedanță

În lucrare se analizează transformările de impedanță care se pot obține cu ajutorul unor tronsoane de linie de transmisiune fără pierderi. Se discută posibilitatea obținerii unor valori impuse pentru partea reală a impedanței de intrare.

Analiza constituie o generalizare a problemei adaptării impedanțelor cu ajutorul liniilor.

ADAPTIVE ANTENNAS

ED. NICOLAU, D. ZAHARIA*

The state of the art is presented. Examples are given of the methods utilized in various types of adaptive arrays. It is argued that cybernetics raises the possibility to have a new look at this problem. It is argued that cybernetics provides potential alternative methods, based not on static diagnostic but on process and suggests new approaches.

Introduction

In a common sense, to *adapt* means to fit a thing to another, to make something suitable to or for a purpose. In a restricted acceptance, an *adaptive array* is a receiving system whose main function is to maximize its output signal-to-noise ratio in the presence of a time varying configuration of signals and jammers. Adaptive arrays are formed from a number of sensors and a processing device and are designed in order to respond to an unknown interference environment. It can be said that basically such systems depend on Wiener's filter theory.

In general an adaptive array consists of a set of sensors, the output of which are combined in some specific way in order to produce the desired effect, i.e. the optimization of the signal-to-noise ratio. From the general theoretic point of view, the nature of the signals and the type of the sensors are immaterial. For example we can use monopole antennas for radar applications, acoustic transducers for sonar systems, etc. Sensors are usually located in a straight line or are forming a circular array, but the distribution of sensors is not so important inasmuch the distribution of sensors affects the problem only by a second order effect.

One method to describe the behaviour of adaptive array is to assume that the input is sampled at regular intervals of time. The input to the processor can then be thought of as a sequence of snapshots of the set of sensors outputs at fixed time intervals.

Adaptive arrays are of two main types :

- i) those classified as *broadband*, in which the range of frequency covered approaches an octave or more ;
- ii) *narrowband* systems, in which bandpass sampling techniques can be used.

* Prof., Chair of Radiocommunications ; Eng. Ph. D., ICSITE-IGE

For broadband arrays, a sampling rate somewhat greater than twice the highest frequency involved would normally be used.

Narrowband arrays can be steered by phase changes; in broadband systems we need a simultaneous processing of a large number of samples from each sensor.

Broadband systems can be reduced to narrowband systems, carrying out a FFT at each sensor and then processing the resulting narrowbands individually. In a narrowband system, we multiply the output sensor signal by a complex weight, changing its amplitude and phase. If x_i is the output signal of the sensor i , then the output of the linear processing system will be

$$y = W^T X,$$

where X is the sensor's output vector, and W is the weight vector.

The output signal y — a scalar — is given by the inner product of these two vectors. The average power output is given by the modulus of y

$$P = E[yy^*] = W^H R W$$

where $R = E[X^* X^T]$ is the covariance matrix.

In the past the application in practice of the adaptive array has been limited both by technology and by the lack of algorithms rapid enough for real-time operation. In the last time the situation has completely changed due to the rapid strides in the field of electronic components: nowadays computer technology offers the possibility to realize relatively complicated signal processing in real time and at economical costs. The processors can give increased output signal-to-interference ratio as compared to the fixed schemes such as Tchebycheff or Taylor weighting.

From the very beginning we must mention that the processing can be applied in various modalities: in the frequency domain, the angle domain or in general, as a multidimensional adaptive processing.

The general problem of adaptive array can be considered from various points of view. Brennan, Reed, Applebaum and others have considered the theoretical performance when the interference properties are known a priori. In this case it is possible to discuss algorithms for a closely approximation of this theoretical performance even in the case the necessary information is not known a priori. A similar problem was considered by Widrow et al. The optimality criterion was, for the first group, the signal-to-interference ratio, and the mean square error minimization for the second one.

We mention also the fact that with adaptive arrays we have to study various problems: steady-state analysis, dynamic phenomena, various optimization techniques etc.

In general we start with a set of sensors, delivering a set of signals; weighting the signals and adding the result, we get an output which must be optimal in a certain sense. The values of the weights required to achieve the optimum depend upon a particular covariance matrix. The optimum performance can only be achieved when this matrix is known a priori. But for any practical situation, the matrix is unknown. The

proposed algorithms all require, in some manner, the estimation of the matrix and then computation of the estimated optimum weight. It is shown that for an N adaptive weight processor, performance that is within 3 dB of the theoretical optimum can be achieved when the number of independent vector measurements used to estimate the covariance matrix equals $2N$. It must be kept in mind that the number of complex multiples required to estimate the weights is of the order of N^3 , i.e. a potential disadvantage of this technique is the relatively high computational burden.

By chance it is possible to decrease the computational burden when the covariance matrix has some special symmetry properties. So for instance if the elements of sensors are located equispaced on a straight line, the covariance matrix is Toeplitz independent of the geometry of the interference sources. If the elements of the array are symmetrically spaced with respect to the phase center, the covariance matrix is persymmetric. The same situation arises in the frequency domain. If a tapped delay line is utilized, with adaptive weights at each tap, equal time delay between taps causes a Toeplitz covariance matrix; symmetrically spaced taps with respect to the mid delay value causes a persymmetric matrix.

When we analyse adaptive arrays we must think also at their dynamic limitation. First there are circuitry limitations. The multipliers, amplifiers, etc., in the feedback loops operate properly only over a certain signal power range. Another limiting factor is more fundamental to some methods. Namely, the eigenvalues of the covariance matrix depend on received signal power. If the adaptive array is implemented with continuous control loops, this problem manifests itself as a speed of response that varies with received signal power.

For an adaptive array implemented with a discrete algorithm, the problem manifests itself as a long convergence time. In general the array responds slowly to a weak signal and rapidly to a strong signal. A possible solution is to find such an algorithm that the resulting feedback loop has time constants nearly independent of the signal power or eigenvalue spread.

A simple solution

Let us consider a system consisting of four parts: S — the signal source; N — the noise source; A and B — two processing arrays. At the output of S we have the signal s , the at output of N — the noise n . We consider that the noise is not correlated to s , so that the mean value $\overline{sn} = 0$.

We note U_a and U_b the signals at the output of A and B . The corresponding processing systems are so that we are able to write

$$U_a = s + n \qquad U_b = au + bn.$$

Starting with these signals, we compute

$$U = U_a - U_b(U_a U_b) / \overline{U_b^2},$$

where the brackets indicate the scalar product; $\overline{U^2}$ represents the power at the output of the B channel.

It is easy to see that U is orthogonal to U_2 . If $a = 0$, then U is orthogonal to n , i.e. we have obtained a signal vector orthogonal to the interfering noise, and ipso facto parallel to s . The method can be applied when we have at our disposal the noise. This can be achieved for radio signals with an omnidirectional antenna in the presence of strong interfering signals.

Case I: the desired output is known

If we know what the desired signal should be at the output, then we could minimise the mean square error between the actual output y and the desired output y_d . The distance between y and y_d is the error of the system and the optimum of the system is given when the error of the system and the desired = output y . The distance between y and y_d is the error of the system and the optimum of the system is given when the crosscorrelation between the error and the input vector is zero according to Wiener.

A typical example of this case is given by the problem of sidelobe cancellation in an antenna array, where we want to receive a signal from a transmitter located in a given (fixed) direction, but a jammer signal is also present. Let us consider that we have two channels. In channel 1, we have the desired signal and the unwanted noise; in channel 2 we have noise, which is correlated with the noise in channel 1. The signal in channel 2 may also contain some of the wanted signal. In the second channel we introduce an adaptive loop which uses the signal in the first channel as the desired and the undesired signals — but the first will normally be very weak. The adaptive filter will adjust the amplitude and phase of the unwanted signal in order to cancel it from the signal in channel 1.

Case II: use of constraints

An optimum solution to our problem can be obtained by an alternative approach: we constrain the gain of the system to signals from a particular direction to be unity and minimise the total output from the array subject to this constraint; in this way we enhance the ratio of wanted to unwanted signals.

We start defining a steering vector C

$$C^H \triangleq [\exp(-jn\theta)] \quad n = \overline{1, N},$$

where $\theta \triangleq kd \sin \theta$, $k = 2\pi/\lambda$.

We desire to constrain the system so that the output from this signal to be unity: $W^T C = 1$.

Using Lagrange's method we define a cost function

$$H(W) = P + \lambda(1 - W^T C),$$

where λ is an arbitrary constant. Differentiating with respect to the weight vector W and equating to zero we get the optimum weight vector as

$$W_0 = R^{-1}C^* / C^T R^{-1}C^*.$$

The output power for this condition is

$$P_0 = (C^T R^{-1} C^*)^{-1}.$$

The optimum weight vector can be considered as consisting of two sequential operators: the first operator prewhitens the noise, and the other is matched to the modified constraint vector QC . The method described is convenient for stationary systems in the case we have enough time to carry out the appropriate calculations. Calculation of R would enable the power received from each direction to be measured under the optimal conditions. If we plot P_0 as the steering vector points the array over the desired range of angles, we obtain an estimate of the angular power spectrum. Unfortunately real systems are not stationary and the calculations need an ample time.

The gradient technique

Let us imagine a multidimensional space whose ordinates are the weight vector components. For a given environmental situation, a particular group of incoming signal/interference/noise, a set of contours can be drawn for a given power output. These contours will form a bowl, in general, and our aim is to seek the minimum of this bowl, subject to the constraint requirements.

A standard method of searching is to move along the direction of steepest descent.

Let us start from the cost function $H(W)$; then its gradient is

$$D = 2RW$$

and we get the recursive formulation

$$W'_{k+1} = W_k - \beta RW_k$$

$$W_{k+1} = W'_{k+1} + C(I - C^T W'_{k+1})/C^T C.$$

In the case of only one interfering signal, the vector W must be adjusted until it is orthogonal to the interference. But as the interfering signal approaches closer to the wanted direction the magnitude of the vector must increase considerably in order to maintain the condition imposed by the constraint.

Using a projection matrix, the two equations for W_{k+1} can be reduced to only one:

$$W_{k+1} = W_k - \beta PRW_k = (I - \beta PR) W_k$$

where

$$P = I - C^* C^T / C^T C^*$$

We must notice that in practice we can only estimate R and we must manage in such a manner as to have a balance between rapid updating and the number of snapshots used on obtaining the gradient estimate. A modified version of the above presented algorithm is to replace R in the steepest-descent algorithm by the present value of $X^* X^T$,

$$W'_{k+1} = W_k - X^* X^T W_k.$$

But we have

$$X_k^T W_k = y_k,$$

therefore

$$W'_{k+1} = W_k - \beta X_k^* y_k.$$

This method is sometimes referred to as the *stochastic steepest descent algorithm*; taken with the projection method, is known as the *Frost algorithm*.

Another method utilizes the sample matrix inversion (SMI), obtaining an estimate of R by averaging:

$$\hat{R} = (\sum X^* X^T) / N$$

We assume that $\hat{R}$ is invertible, but the receiver noise usually ensures that.

Properties of the covariance matrix

As the system properties depend on those of the covariance matrix it is necessary to examine the properties carefully.

In the case we have several fixed-point sources, the input vector X , will be given by the sum of the individual contributions: $X = \sum X_i$,

$$R_s = E[(\sum X_i)^* (\sum X_i)^T], \quad i = \overline{1, N}.$$

If in addition the sources are uncorrelated, and X_1 is the signal, then

$$R_s = E[X_1^* X_1^T] + \sum_{i=2}^N E[X_i^* X_i^T].$$

Let us consider a vector V which represents spatially white noise or any equal variance noise on each element which is uncorrelated with the other elements then the covariance matrix for the noise alone is given by

$$R_N = E[V^* V^T] = \sigma^2 I$$

where σ^2 is the variance of the noise on each element and I is the identity matrix. The covariance matrix for $X + V$ is

$$R = R_S + R_N.$$

It is possible to express R in terms of its eigenvectors and associated eigenvalues, in the following way :

$$R = \sum \lambda_i U_i^* U_i^T, \quad i = \overline{1, K}.$$

In the case of r uncorrelated point sources and no noise,

$$R = \sum \lambda_i U_i^* U_i^T \quad i = \overline{1, r},$$

the remainder of the eigenvalues will be zero.

If we add the noise vector $R = R_S + \sigma^2 I$. But we have the following property of the eigenvectors : $\sum U_i^* U_i^T = I, i = \overline{1, K}$.

It is an easy task to calculate

$$R = \sum_1^r \lambda_i U_i^* U_i^T + \sigma^2 \sum_1^K U_i^* U_i^T = \sum (\lambda_i + \sigma^2) U_j^* U_j^T + \\ + \sigma^2 \sum U_j^* U_j^T, \quad \begin{matrix} i = \overline{1, r} \\ j = \overline{r+1, K} \end{matrix}.$$

As R is non-negative definite, all $\lambda_i \geq 0$.

If the number of sources r is less than the number of elements K , then there will be $K - r$ equal eigenvalues, and these will be the smallest values. In this way we have a basis of a method to determine the number of sources and their directions.

For the inverse matrix we have

$$R^{-1} = \sum (\lambda_i + \sigma^2)^{-1} U_i^* U_i^T + \sigma^{-2} \sum U_j^* U_j^T \quad j = \overline{r+1, K} \\ = I/\sigma^{-2} - \sigma^{-2} \sum (\lambda_i/(\lambda_i + \sigma^2)) U_i^* U_i^T, \quad i = \overline{1, r}.$$

We are now able to express the optimum weight vector in a more interesting way :

$$W_0 = P_0 R^{-1} C^* = (P_0/\sigma^2)(C^* - \sum U_i^* G_i))$$

$$G_i \triangleq (\lambda_i/(\lambda_i + \sigma^2)) U_i^T C^*.$$

It is obvious that the optimum weight vector can be seen as a conventional weight vector with a number of orthogonal components subtracted from it, one for each source- the so called eigenvector beams. If there are no directional sources, then

$$W_0 = (P_0/\sigma^2) C^*, \quad P_0 = 1/C^T R^{-1} C^* = \sigma^2/K,$$

where K is, as usually the number of elements and $W_0 \triangleq C^*/K$.

We have shown in this manner that the weight vector is a constant times the conventional weight vector and that the pattern of the array is the conventional pattern — in the investigated case. That means that the optimum array exploits the fact that the directional spectrum of the unwanted noise and interference is not uniform.

We must also notice that this substraction process illustrates why the nulls formed in the optimum beam are rather delicate and very sensitive to system imperfections and signal fluctuations.

Weight vector perturbation

In some cases it is not possible to have snapshots of the input vector. An alternative technique is to obtain the gradient of the P by perturbation of the weight vector.

The power output for a particular weight vector W is

$$P = W^H R W.$$

If the present vector W is changed in $W + d$, the power output will be

$$P_+ = (W + d)^H R (W + d);$$

if we change d in $-d$, we get

$$P_- = (W - d)^H R (W - d).$$

The difference P_a is

$$P_a \triangleq P_+ - P_- = 2(d^H R W + W^H R d).$$

But d , as well as R , is a complex quantity :

$$d = d_r + j d_i, \quad R = R_r + j R_i,$$

and also $W = W_r + j W_i$.

It can be shown that

$$P_a = 4 \operatorname{Re}(d^H R W).$$

In the same time $\nabla_p = 2 R W$, so that

$$P_a = 2 \operatorname{Re}(d^H \nabla_p).$$

The complex gradient operator

Narrowband signals contain information in the carrier phase, as well as in the amplitude. Electromagnetic signals, both radio and radar are of this type. It seems that the complex field is the natural domain for handling such signals.

The complex gradient operator with respect to the complex variable z is, by definition.

$$z = (z_1, z_2, \dots, z_N)^T \quad z_k = x_k + iy_k \quad K = \overline{1, N}$$

$$\nabla_z = (\partial/\partial z_1, \partial/\partial z_2, \dots, \partial/\partial z_N)^T,$$

where $\partial/\partial z_k = (\partial/\partial x_k - i\partial/\partial y_k)/2$.

The complex gradient was introduced by Brandwood and allows, in a very easy manner to solve such problems as to minimize a real positive quantity $w^H R w$ subject to the condition $w^H c = a$, or to the norm constraint $w^H w = a$. Also the Widrow-Hoff mean square algorithm can be extended, in this way, to complex signals.

Adaptive arrays and cybernetics

Adaptive array theory is an example of the interdisciplinary evolution of contemporary science. For nearly a century electromagnetic theory developed independent of other considerations than the intrinsic needs of the field. The same for cybernetics, but for a shorter period of time.

Practice obliged antenna theorist to look after optimization techniques specific to cybernetics. And if we accept that cybernetic is the science of closed loop systems — or the science of computer applications — then we must agree that adaptive arrays are cybernetic system. Science is not divide, but is one.

REFERENCES

1. Edm. Nicolau, D. Zaharia, R. Ionescu, Antene active și adaptive, Editura Academiei R.S.R., București, 1983.
2. J. W. R. Griffiths, IEE Proc., 130, Pts. F and H, 1, Febr. 1983, pp. 3—10.
3. D. H. Brandwood, Proc. IEE, 130, Pts. F and H, 1, Febr. 1983, pp. 11—16.
4. M. E. Gertzenstein, F. A. Levinson, V. N. Ziuzin, Radiotekhnika, 1984, 4, pp. 85—86.
5. P. Zimourtopoulos, J. N. Sahalos, Simultaneous gain maximization of wire antennae for two different frequencies, J. I.N.A., Nov. 1984, Nice, France.

Antene adaptive

După o scurtă introducere în care se prezintă o clasificare a antenelor adaptive, se arată care este problema centrală a acestui tip de antene. Se studiază mai întâi cazul în care semnalul de ieșire este cunoscut. În continuare se abordează tehnica gradientului și se prezintă proprietățile matricei covarianță. Se studiază efectul perturbării vectorului de pondere. Se studiază, de asemenea, metoda gradientului complex. În concluzie, se arată legătura dintre cibernetică și rețele adaptive.

TRANSFORMAREA ȘI TRANSPORTUL ENERGIEI ELECTRICE CU SISTEME ELECTRONICE

I. E. TEODORESCU*

Este introdus conceptul de „Energie Electronică”, ca o nouă formă de energie, cea a fasciculelor de electroni accelerați ce se deplasează inerțial prin conducte metalice vidate.

Soluțiile corespunzătoare propuse pentru realizarea de sisteme de conversie a energiei electrice în energie electronică și invers (acceleratoare și deceleratoare) precum și pentru transportul energiei electronice sînt pe deplin compatibile cu tehnologia disponibilă în prezent, în particular cu tehnica vidului înalt, tehnicile de manipulare ale fasciculelor relativiste de mare densitate și sînt de asemenea competitive din punct de vedere economic cu cele mai multe sisteme noi de transport a energiei electrice investigate în prezent, ca transportul în curent continuu la înaltă tensiune sau prin cabluri supraconductoare.

Sistemele energetice electronice se bucură de unele proprietăți deosebite cum sînt : comportare ca sursă de curent constant, acces la — și de la linia de transport în modul pulsant, prin divizare în timp, posibilități de stocare în inele de acumulare și în special transport la potențialul pămîntului, care evită folosirea tehnicilor de izolare la înaltă tensiune și elimină pierderile corona.

Sistemele energetice existente în prezent se bazează exclusiv pe conducția electrică în metale (și interacțiunile electromagnetice asociate) : mașini electrice, transformatoare, linii electrice de transport. Toate etapele de conversie și transport sînt caracterizate prin pierderi de energie, care în sistemele de curent alternativ sînt sporite de puterea reactivă circulantă.

Importante eforturi de cercetare, în care sînt implicate zeci de institute și mii de cercetători, sînt destinate reducerii pierderilor de putere în sistemele energetice. Se examinează soluții ca utilizarea materialelor supraconductoare la temperaturi de 2—5 K, transportul energiei prin curent continuu la tensiuni de ordinul megavoltilor, etc.

Este însă evident că nu numai conducția prin metale poate transporta energie dintr-un loc în altul ci orice tip de conducție, prin orice mediu. Printre acestea, mișcarea liberă, inerțială, a unui fascicul de particule încărcate, (în particular de electroni), într-o conductă vidată, este echivalentă unei linii de transport de energie, cu pierderi practic nule.

Conducția electrică în vid este un fenomen bine cunoscut care a stat la baza dezvoltării electronicii dar manipularea fasciculelor de electroni relativiști de mare densitate a rămas, pînă în ultimii 5—10 ani, o problemă tehnologic nerezolvată. În prezent, în urma rezultatelor obținute prin dezvoltarea echipamentelor nucleare a devenit posibilă conceperea și realizarea unui sistem energetic bazat în esență pe conducția electrică în vid, pe care îl vom denumi în cele ce urmează „Sistem energetic electronic”, iar metodele și echipamentele de conversie și transport corespunzătoare, vor fi denumite „conversie și transport al energiei electronice”.

Evident, energia electronică este o formă particulară a energiei electrice, denumirea propusă în această lucrare fiind în concordanță cu clasificarea făcută de Comitetul Electrotehnic Internațional, care definește prin electronică, domeniul ce se ocupă cu conducția electrică în vid, plasmă și semiconductoare.

* Prof. dr. ing., catedra Electronică aplicată

Un sistem energetic electronic, va fi format din :

- echipamente de conversie a energiei electrice în energie electronică și invers : acceleratoare și deceleratoare ;
- elemente de transport al fasciculului : dispozitive de confinare, de deflexie și comutare, grupătoare degрупătoare ;
- elemente auxiliare, de control și protecție : componente ale sistemului de vid (pompe, valve, traducătoare), componente ale sistemului de sesizare și corecție a dimensiunii și poziției fasciculului, elemente ale sistemului de protecție.

2. Descrierea și caracterizarea sistemelor energetice electronice (S E E).

Schița unui S E E este prezentată în fig. 1.

Sistemul prezintă următoarele particularități :

a. Emițătorul de energie (acceleratorul) se comportă ca o sursă

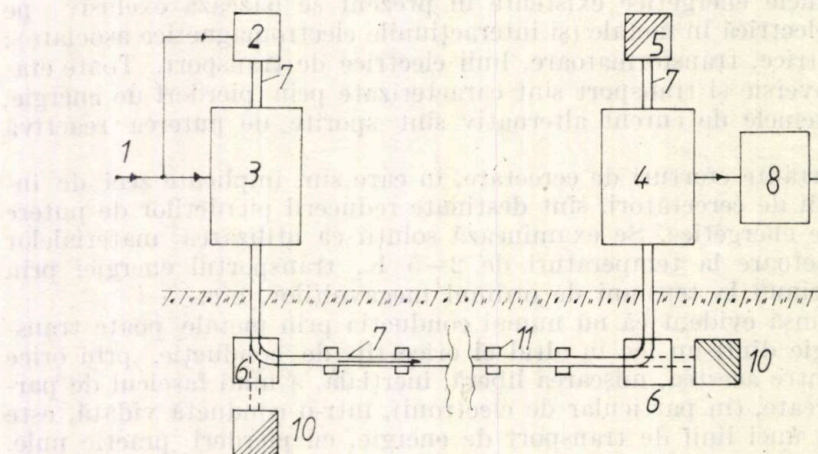


Fig. 1: 1. sursa de energie electrică; 2. injector de electroni; 3. accelerator; 4. decelerator; 5. captator pentru fasciculul rezidual; 6. deflector; 7. conductă vidată; 8. convertor de putere; 9. consumator de energie; 10. disipator de avarie; 11. elemente auxiliare de măsurare, confinare și corecție a traiectoriilor.

aproape ideală de curent constant; fasciculul odată ieșit din accelerator, nu poate exercita nici o reacție asupra funcționării acestuia. Astfel, problemele protecției la scurt-circuit devin strict locale: daunele produse la locul avariei, nu se propagă decât indirect, prin creșterea presiunii la locul avariei și prin propagarea unei unde de presiune în conducta vidată de transport. Protecția sistemului se reduce la decuplarea alimentării cu fasciculul și închiderea vanelor de vid pentru separarea tronsonului avariat.

b. Sistemul este unidirecțional, sensul de propagare a puterii coincide totdeauna cu sensul deplasării fasciculului.

c. Sistemul trebuie să lucreze în modul pulsant, pentru a permite conectarea mai multor surse și a mai multor consumatori pe aceeași linie de transport. Accesul fasciculelor în — și din conducta magistrală se face prin diviziune în timp. Divizarea puterii transportate se poate face doar în mod discret, prin acceptarea unui număr determinat de pulsuri din numărul total de pulsuri al ciclului de funcționare.

d. Viteza de transport a energiei (egală cu viteza electronilor rela-tiviști) este practic egală cu viteza luminii, ceea ce, chiar la linii cu lungimi de ordinul megametrelor, reprezintă timpi de propagare de ordinul mili-secundelor.

e. Energia electronică poate fi acumulată în sisteme ciclice de trans-port (inele de acumulare). În actuala etapă de posibilități tehnologice, acumularea se poate realiza doar pentru intervale de timp relativ scurte, de ordinul orelor și în cantități limitate, de ordinul kilojouloilor. Inelele de acumulare pot fi utilizate, de exemplu, pentru preluarea citorva im-pulsuri de pe tronsoanele avariate, spre a fi apoi repartizate altor tronsoane, deci ca acumulatori de avarie.

f. Fasciculul de electroni poate fi accelerat în condiții tehnologice industriale, la energii de ordinul 10—50 MeV, cu randament ridicat (cca 90 — 95 % pentru energii sub 10 MeV și 80—85 % pentru energii peste 10 MeV). Astfel sistemul este echivalent sistemelor de curent continuu și foarte înaltă tensiune, fiind însă lipsit de pierderile Joule, ceea ce îl face echivalent, sub acest aspect și sistemelor supraconductoare. Trans-portal fasciculului se face la potențialul pământului, ceea ce elimină nece-sitatea oricărei izolații electrice pe linia de transport; evident, dispar astfel și fenomenele legate de efectul Corona, eliminându-se și această sursă de pierderi a actualelor linii de transport deschise, de înaltă tensiune.

3. Soluții constructive posibile

Se va examina un exemplu de sistem cu o putere nominală maximă pe linia de transport de 100 MW și cu un factor de discretizare egal cu 10. Curentul de fascicul va avea structura temporală din fig. 2.

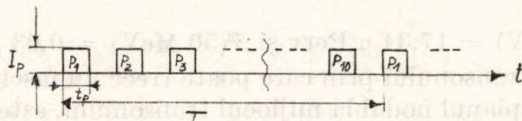


Fig. 2

Oricare din impulsurile $P_1 \dots P_{10}$ poate fi atribuit unuia din acceleratoarele de emisie, al căror număr maxim este de 10; de asemenea, un accelerator poate prelua mai multe impulsuri din ciclul cu perioada T . O partiție similară poate fi efectuată între deceleratoarele de recepție.

Admițând o valoare a energiei de 10 MeV, care se poate obține cu acceleratoare de tip direct, rezultă curentul de impuls, $I_p = 20$ A.

Accelerarea liniară în microunde se poate face în condiții economice competitive până la energia de cca 50 MeV, în care caz $I_p = 4$ A.

Pentru a permite comutarea prin elementele de deflexie (magnetic sau electric), se admite un raport de conducție de $1/2$ și o durată a pauzei dintre impulsuri de cel puțin 1 ms. Rezultă perioada de repartiție a ciclului $T = 20$ ms, compatibilă cu rețelele de distribuție actuale. Aceasta facilitează pulsarea sincronizată de la rețea, a sursei de electroni a accelerato- rului și elimină dificultățile legate de pulsațiile tensiunilor de alimen- tare polifazate, perioada poate fi redusă la un submultiplu.

Gradul de vid necesar în conducta de transport, depinde de lungimea acesteia. Energia medie pierdută prin ciocnirile inelastice de ionizare este de cca 35 eV. Admițind o dispersie totală provocată de ciocniri, de 10^{-4} , rezultă că se pot admite în medie 30 ciocniri ionizante pentru fiecare elec- tron din fascicul, la energia de 10 MeV. Deci, lungimea maximă a conductei poate fi:

$$l_M = 30 \lambda_e \quad (1)$$

în care λ_e este parcursul liber mijlociu al electronilor, exprimat în funcție de presiune prin

$$\lambda_e = \frac{0,08931}{p} \quad (2)$$

La presiunea de 10^{-6} Pa, care se obține relativ ușor în conducte degazate cu etanșare metalică și vidate cu pompe getter sau ionice, rezultă

$$\lambda_e = 89 \text{ km}; \quad l_M = 2680 \text{ km.}$$

Aceeași dispersie la energia de 50 MeV, conduce la $l_M = 12$ Mm. Perveanța fasciculului este

$$\mathcal{P} = I_p \Phi_r^{-3/2} = I_p [\Phi(1 + 0,5 \eta)]^{-3/2} \quad (3)$$

rezultă: $\mathcal{P}(10 \text{ MeV}) = 17,34 \mu \text{ Perv}$ și $\mathcal{P}(50 \text{ MeV}) = 0,03 \mu \text{ Perv}$.

Lungimea tronsonului prin care poate trece un fascicul cu diametrul maxim D avînd planul nodal la mijlocul tronsonului, este dată de

$$L_c = \frac{D}{0,16/\mathcal{P}} \quad (4)$$

Admițînd un diametru maxim de 5 cm, rezultă distanța dintre două elemente de confinare:

$$L_c(10 \text{ MeV}) = 75 \text{ m.}; \quad L_c(50 \text{ MeV}) = 1800 \text{ m.}$$

În locul elementelor concentrate de confinare se poate folosi un câmp magnetic solenoidal care, pentru a menține fasciculul cu secțiunea transversală constantă, este definit de relația :

$$B = \left(\frac{8I_p(\eta + 1)}{\pi D^2 \varepsilon_0 \alpha \sqrt{-2\alpha_0 \Phi_r}} \right)^{1/2} \quad (5)$$

în care $\varepsilon_0 = 0,854 \cdot 10^{-12}$ F/m, $\alpha_0 = \frac{q_0}{m_0}$, $\alpha = \frac{\alpha_0}{\eta + 1}$, iar pentru electroni, $\alpha_0 = 1,759 \cdot 10^{11}$ C/kg, $\alpha(10 \text{ MeV}) = 8,38 \cdot 10^9$ C/kg, și $\alpha(50 \text{ MeV}) = 3,45 \cdot 10^9$ C/kg.

Rezultă $B(10 \text{ MeV}) = 0,034$ T; $B(50 \text{ MeV}) = 0,021$ T

Elementele de deviere și comutație, pot fi realizate de exemplu ca electromagneți deflectorii, a căror putere este dată de

$$B_c R_c = \frac{\eta m_0 c}{q_0} \quad (6)$$

ceea ce dă $B_c R_c (10 \text{ MeV}) = 0,03407$ Tm; $B_c R_c (50 \text{ MeV}) = 0,1703$ Tm.

La energia de 10 MeV se pot alege $R_c = 0,1$ m și $B_c = 0,34$ T iar la 50 MeV, $R_c = 0,2$ m și $B_c = 0,85$ T.

4. Concluzii

— Sistemele pentru generarea și transportul energiei electronice sînt consistente și principal competitive cu cele bazate pe conducția în metale, singurele utilizate în prezent.

— Sub aspectul competitivității tehnologice și în special economice, este dificil să se facă acum evaluări sau prognoze, ținînd seama de faptul că actualele sisteme energetice sînt rezultatul unei evoluții tehnice de aproape un secol. Prezenta lucrare relevă doar aspectul revoluționar, de salt calitativ în abordarea problemelor legate de realizarea sistemelor de distribuție și transport al energiei. Calculele efectuate de autor arată că se poate ajunge la un consum de putere necesară sistemelor auxiliare (vid, comutație, măsură, control) de cca 1–2 kW/km. ceea ce la o linie magistrală de 1 000 km și o putere de 100 MW conduce la un randament de 98 %.

— În prezent se realizează instalații de accelerare cu energii de 10–50 MeV și puteri de 100 – 200 kW. În domeniul militar aceste valori sînt mult depășite. Ținînd seama de echivalența acceleratoarelor cu generatoare de curent constant, ele pot fi conectate în paralel în număr oricît de mare, fără a se influența reciproc. Însurarea puterilor prin conectare în paralel nu ridică problemele ce există în sistemele energetice actuale.

— Dacă se utilizează ca elemente de conversie acceleratoare respectiv deceleratoare de microunde, se obțin următoarele avantaje :

a. energie mai mare a fasciculului, o confinare mai ușoară, posibilități de comutare mai variate.

b. compatibilitate directă cu sistemele energetice solare cu colectare la nivel de sateliți geostaționari (planificate pentru realizare în următoarele 2—3 decenii). În aceste proiecte energia este transmisă la sol prin microunde (în banda S), este colectată și convertită în curent continuu de joasă tensiune, după care este din nou convertită în curent alternativ sau continuu de înaltă tensiune compatibil cu rețelele de transport. Prin folosirea sistemului propus, energia de microunde este condusă direct la acceleratoarele de emisie.

c. energia de microunde obținută în decelerator poate fi utilizată nemijlocit în procese tehnologice pentru încălziri, evaporări, ionizarea gazelor sau pentru încălzirea încăperilor. Este deci posibilă o dublă distribuție a energiei în rețeaua de consum: ca energie electrică de medie sau joasă tensiune prin conversie de la microunde la curent convențional și ca energie de microunde printr-o rețea de ghiduri de undă. Energia de microunde poate fi transportată și prin propagare liberă, pentru alimentarea unor consumatori aflați în puncte greu accesibile sistemelor clasice sau în zbor.

— Este posibilă stocarea energiei electronice în inele de acumulare. Creșterea capacității de stocare se poate face prin creșterea energiei. Pentru reducerea pierderilor prin radiație electromagnetică se preconizează ca pentru stocare să se folosească fascicule de ioni multipli încărcăți ai unor elemente grele.

— Energia electronică poate fi utilizată direct în procese tehnologice, de exemplu în prelucrări mecanice și termice, în procese prin iradiere, etc. Se poate deci avea în vedere și o a treia modalitate de distribuire la consumatori, direct sub formă de fascicul.

Se poate deci conchide că energia electronică este o nouă formă de prezentare a energiei — energia cinetică a purtătorilor de sarcină în mișcare inerțială orientată — care oferă posibilități inedite de conversie, transport și utilizare.

Electronic Energy Conversion and Transport Systems

The author introduces a new concept, the „Electronic Energy”, which is defined as the energy of an accelerated charged-particle beam (commonly electron beam), inertially moving through a metallic, high vacuum pipe-line.

The corresponding technical solution proposed for electric to electronic energy conversion and vice versa (accelerators and decelerators) and for electronic energy transport are fully compatible with the high vacuum techniques, high density space-charge electron optics and beam transport systems available at present and are economically competitive with the most of the new investigated electric energy transport systems such as H V D C or superconducting cables.

The electronic energy systems have some distinguishing features, e.g.: current-source behaviour, pulsed-mode (timesharing) accessibility to — or from the main bus, possibility of short-term energy storage (into storage-rings), ground potential of the beam, which avoids the use of high-voltage insulation techniques or corona losses.

ASUPRA LINIILOR SONICE ÎNCĂRCATE PROPUSE DE GOGU CONSTANTINESCU

P. POSTELNICU*

Se analizează teoria liniilor sonice încărcate, elaborată de savantul Gogu Constantinescu și expusă în capitolul X „Linii încărcate”, din lucrarea sa Teoria Sonicității (1916). Folosindu-se teoria actuală a diporților electrici și a liniilor telefonice încărcate (pupinizate), se explică o condiție particulară dedusă de G. Constantinescu (lungimea liniei încărcate trebuie să fie un „multiplu exact de $\lambda/2$ ”, unde λ este lungimea de undă, la frecvența folosită, a liniei omogene de comparație (echivalente). Se arată că această condiție poate fi eliminată dacă linia este adaptată la capătul de recepție (ca și liniile telefonice). De asemenea, se dau demonstrații mai generale și interpretări fizice pentru unele din rezultatele importante și interesante din punct de vedere teoretic, obținute de G. Constantinescu, referitoare la eficiența transmisiei, viteza de propagare la liniile încărcate cu condensatoare (în locul inductanțelor) etc.

Este de remarcat faptul că, printre primele lucrări pe plan mondial, în care se analizează avantajele introducerii de elemente concentrate (L sau L și C) pe liniile telefonice, fac parte și cele ale savantului român A. Maior [4].

În lucrările [6] și [7], se fac o serie de observații generale privind opera de geniu a marelui savant român, subliniindu-se și dificultățile întimpinate din partea oamenilor de știință contemporani, ale căror reticente nu au fost învinse decât prin realizarea practică a liniilor și mașinilor sonice. Se fac unele remarcări asupra metodei atât de fructuoase a analogiilor, folosită de G. Constantinescu. Este de subliniat faptul că valoarea considerabilă, pentru cercetarea științifică, îndeosebi din punct de vedere euristic, a acestei metode, este scoasă în evidență de noua știință a ciberneticii, care marchează revoluția tehnico-științifică actuală.

În lucrarea sa [1], G. Constantinescu nu menționează liniile telefonice încărcate. Din analiza capitolului X, „Linii încărcate” ([1], p. 156) ar rezulta că G. Constantinescu a elaborat, independent, teoria acestor linii. O lămurire completă a acestei probleme ar putea fi obținută numai printr-o cercetare minuțioasă a literaturii respective, din perioada 1910—1920. A. Maior, care s-a ocupat în mod deosebit de transmisiile telegrafice și telefonice pe linii, în lucrarea menționată [4], (1912), își pune problema

* Prof. dr. ing., catedra de Telefonie și transmisia datelor.

posibilității micșorării atenuării liniilor prin intercalarea de inductanțe sau capacități, necunoscând deci nici el în 1912 lucrările lui Pupin.

În capitolul X, sînt tratate următoarele probleme privind teoria și utilizarea liniilor sonice încărcate;

1) echivalența dintre o linie încărcată și o linie omogenă, în condiții particulare;

2) defazarea și viteza de propagare a undelor pe o linie încărcată;

3) eficiența transmisiei de energie pe o linie încărcată.

Aceste probleme sînt analizate în cele ce urmează, considerîndu-se o linie telefonică (aceeași teorie aplicîndu-se și liniilor sonice, numai printr-o foarte simplă schimbare de notații).

1. Echivalența dintre o linie uniformă și o linie încărcată în condiții particulare

O linie telefonică încărcată (pupinizată) este formată, așa cum se arată în schema din figura 1.a, dintr-un lanț de secțiuni de pupinizare. Teoria liniilor pupinizate se bazează pe teoria diportului format de o secțiune de pupinizare, care se apropie ca funcționare de un filtru trece jos în scară.

Dacă teoria liniilor omogene era aproape complet elaborată în jurul anului 1900, filtrele electrice cu structură în scară au fost inventate în anul 1915, de K. W. Wagner și G. A. Campbell, independent unul de altul. Teoria diporturilor pasivi liniari cu elemente concentrate (filtre, egalizoare etc.), a fost elaborată între cele două războaie mondiale [5, 8]. În această perioadă a fost elaborată și teoria liniilor încărcate, care pune probleme speciale, avînd atît elemente uniform distribuite, cît și elemente concentrate (bobinele Pupin) [5].

În primele lucrări, se fac uneori erori sau particularizări de interpretare fizică de mică importanță practică, datorite dificultăților de înțelegere a fenomenelor complexe ce apar îndeosebi într-un lanț de diporți și lipsei unor aparate de măsură adecvate pentru verificarea rezultatelor teoretice. Astfel de erori apar chiar în lucrările unor savanți de renume mondial și se întîlnesc chiar mai tîrziu.

În partea din Cap. X, menționat, privind teoria unei „linii uniforme echivalente” este făcută o astfel de particularizare de interpretare fizică, necunoscîndu-se în acea vreme problema adaptării într-un lanț de diporți.

Așa cum se va arăta, această particularizare are mai mult o importanță teoretică și nu afectează valoarea științifică și practică a capitolului X.

În cele de mai jos, pentru a se deduce în ce condiții un lanț de secțiuni de încărcare, deci o linie încărcată, este echivalent cu o linie uniformă, se va folosi în esență metoda dezvoltată de G. Constantinescu. Corespondența de notații mai importantă este: $\theta \rightarrow b$ (defazarea pe o secțiune de încărcare), $H \rightarrow U$ și $a \rightarrow \omega$. Expresiile complexe ale curenților și tensiunilor sînt notate cu I și U (presupunîndu-se un regim permanent sinusoidal).

Se notează cu R, G, L și C , constantele primare ale liniei uniforme, cu R_b, G_b, L_b și C_b constantele bobinei și cu R_0, G_0, L_0 și C_0 , constantele

unei secțiuni de pupinizare, dacă se consideră toate elementele concentrate, adică:

$$R_0 = sR + R_b, G_0 = sG + G_b \approx sG, L_0 = sL + L_b, C_0 = sC + C_b \approx sC.$$

Mărimile L_0/s și C_0/s , apar notate cu L și C , în cap. X.

Dacă se neglijează pierderile și fenomenele de propagare pe secțiunile de linie uniformă (adică se consideră domeniul de frecvență, în care $s \ll \lambda$, care interesează practic), linia încărcată poate fi considerată aproximativ echivalentă cu un lanț de filtre ideale, trece jos, așa cum se arată în fig. 1 b.

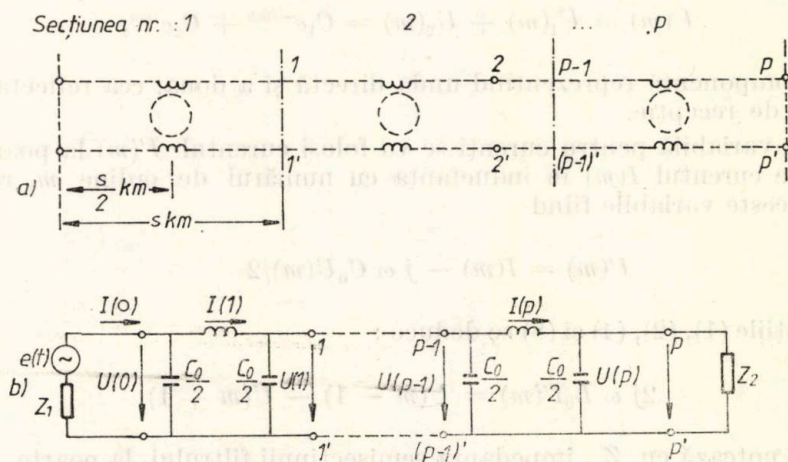


Fig. 1.

Ținându-se seama de problema propusă, se va considera numai domeniul de trecere.

Din fig. 1, b se deduce :

$$U(m-1) - U(m) = j\omega L_0 I(m), \quad (1)$$

$$U(m) - U(m+1) = j\omega L_0 I(m+1), \quad (2)$$

și, prin scădere :

$$U(m-1) - 2U(m) + U(m+1) = j\omega L_0 I(m) - I(m+1) \quad (3)$$

De asemenea se obține :

$$I(m) - I(m+1) = j\omega C_0 U(m) \quad (4)$$

Substituind în (3) și notînd :

$$\omega\sqrt{L_0 C_0} = 2 \sin \frac{b}{2}, \quad (5)$$

se obține ecuația omogenă cu diferențe în $U(m)$ de ordinul doi :

$$U(m-1) - 2U(m) \cos b + U(m+1) = 0, \quad (6)$$

ale cărei soluții sînt de forma :

$$U_1(m) = e^{-rm}, \quad U_2(m) = e^{rm}$$

Înlocuind în (6) se găsește $r = jb$, răspunsul circuitului (tensiunea la poarta m) avînd deci expresia generală :

$$U(m) = U_1(m) + U_2(m) = C_1 e^{-jmb} + C_2 e^{jmb}, \quad (7)$$

prima componentă reprezentînd unda directă și a doua, cea reflectată în capătul de recepție.

Ca variabilă pentru curenți se va folosi curentul $I'(m)$ la poarta m în loc de curentul $I(m)$ în inductanța cu numărul de ordine m , relația dintre aceste variabile fiind

$$I'(m) = I(m) - j \omega C_0 U(m)/2 \quad (8)$$

Din relațiile (1), (2), (4) și (8) se deduce :

$$2j \omega L_0 I'(m) = U(m-1) - U(m+1) \quad (9)$$

Se notează cu Z_π , impedanța semisecțiunii filtrului, la poarta în π , a cărei expresie este :

$$Z_\pi = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{1}{\cos b/2}, \quad (10)$$

unde

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \text{și} \quad \omega_0 = \frac{2}{\sqrt{L_0 C_0}}. \quad (11)$$

Ținînd seama de relația (7) și folosind expresia (10), se deduce din (9) :

$$I'(m) = \frac{C_1 e^{-jmb}}{Z_\pi} - \frac{C_2 e^{jmb}}{Z_\pi} = \frac{U_1(m)}{Z_\pi} - \frac{U_2(m)}{Z_\pi} \quad (12)$$

Făcînd pe $m = 0$, în relațiile (7) și (10), se deduc constantele C_1 și C_2 , în funcție de tensiunea și curentul în origine.

Se observă, așa cum era de așteptat din teoria unui lanț de diporți simetrici, paralelismul dintre expresiile obținute (7) și (12) și cele din teoria liniei uniforme, dacă se neglijează pierderile și se consideră p secțiuni cu constanta de fază $b = \beta s$.

Pentru a se urmări mai de aproape metoda din Cap. X, se va folosi în continuare, în locul relațiilor (7) și (12), relațiile echivalente :

$$U(m) = K_1 e^{j(p-m)b} + K_2 e^{-j(p-m)b}, \quad (13)$$

$$I'(m) = \frac{K_1}{Z_\pi} e^{j(p-m)b} - \frac{K_2}{Z_\pi} e^{-j(p-m)b}, \quad (14)$$

în care $K_1 = C_1 e^{-jpb}$, $K_2 = C_2 e^{jpb}$.

Dacă se notează cu $U(p)$ și $I'(p)$, tensiunea și curentul în capătul de recepție (fig. 2), se deduce din (13) și (14), făcând $m = p$:

$$K_1 = \frac{U(p) + Z_\pi I'(p)}{2}, \quad K_2 = \frac{U(p) - Z_\pi I'(p)}{2}. \quad (15)$$

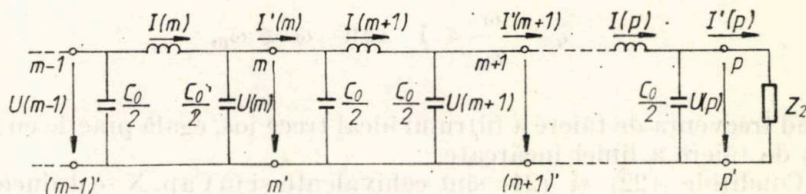


Fig. 2

Înlocuind aceste valori în (13) și (14) și făcând $m = 0$, se deduc relațiile :

$$U(0) = U(p) \cos pb + I'(p) j Z_\pi \sin pb \quad (16)$$

$$I_0(0) = U(p) \frac{j \sin pb}{Z_\pi} + I'(p) \cos pb \quad (17)$$

În cazul unei linii uniforme (omogene) de lungime $l = ps$, cu constantele primare :

$$R_1 = \frac{R_0}{s} = 0, \quad G_1 = \frac{G_0}{s} = 0, \quad L_1 = \frac{L_0}{s}, \quad C_1 = \frac{C_0}{s}, \quad (18)$$

constanta de fază are valoarea :

$$\beta_0 = \omega \sqrt{L_1 C_1}$$

Notîndu-se

$$\beta_0 s = \omega \sqrt{L_0 C_0} = b_1, \quad (19)$$

se obțin relațiile :

$$U_0 = U_p \cos pb_1 + I'_p j \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \sin pb_1 \quad (20)$$

$$I'_0 = U_p j \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \sin pb_1 + I'_p \cos pb_1, \quad (21)$$

unde $U_0 + I'_0$, U_p și I'_p sînt valorile tensiunilor și curenților în origine, respectiv în capătul de recepție al liniei uniforme.

Comparînd sistemul de ecuații (16), (17) cu (20), (21), se deduce că lanțul de diporți, ce aproximează linia pupinizată, este aproximativ echivalent cu linia omogenă, în care inductanța bobinei Pupin (L_0) a fost uniform repartizată pe secțiunea de încărcare, dacă defazarea b este suficient de mică astfel ca în relația (5) să putem considera :

$$\sin \frac{b}{2} \approx \frac{b}{2} \quad \text{deci} \quad b = b_1 = \omega \sqrt{L_0 C_0} \quad (22)$$

și dacă

$$Z_\pi = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \eta^2}} \approx \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}, \quad (23)$$

deci dacă :

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_0} \ll 1 \quad \text{sau} \quad \omega \ll \omega_0, \quad (24)$$

ω_0 fiind frecvența de tăiere a filtrului ideal trece jos, egală practic cu frecvența de tăiere a liniei încărcate.

Condițiile (22) și (24) sînt echivalente și în Cap. X se deduce condiția (22).

Particularizarea de interpretare fizică ce se face în Cap. X constă în faptul de a nu se fi căutat și echivalența dintre o linie încărcată formată din n secțiuni de încărcare (diporți simetrici), (aproximată cu un lanț de n filtre ideale trece jos simetrice și identice), cu o linie uniformă de aceeași lungime, care evident, este un diport simetric, ce poate fi descompus în n secțiuni identice, deci n diporți simetrici, identici. Din această cauză se ajunge la o echivalență, numai la frecvența la care lungimea liniei încărcate este „un multiplu exact de lungime de semiundă a liniei uniforme echivalente”, adică la o a doua condiție

$$l = ps = k \frac{\lambda}{2}, \quad k \in N_+ \quad (25)$$

Deci, dacă se impune de exemplu, o anumită frecvență, rezultă o condiție pentru lungimea liniei încărcate.

Considerîndu-se linia încărcată, terminată cu o inductanță (L_0), în Cap. X, la pag. 159, se obține relația (cu notațiile din prezenta lucrare) :

$$U(0) = U(p) \frac{\cos(p - 0,5) \frac{b}{2}}{\cos \frac{b}{2}} + jI(p) \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \frac{\sin \frac{pb}{2}}{\cos \frac{b}{2}}, \quad (26)$$

din care se deduc condițiile (22) și (25).

Dacă în (26) se face înlocuirea (v. fig. 2 sau relația (8)) :

$$I(p) = I'(p) + j\omega \frac{C_0}{2} U(p), \quad (27)$$

se ajunge la relația (17) în care $Z\pi$ este dat de (10), (și deci numai la condiția (22)).

Așa cum se arată și în [1], cazul general cînd nu se neglijează pierderile se poate rezolva în mod analog, înlocuind imitanțele $j\omega L_0$ și $j\omega C_0$ cu $R_0 + j\omega L_0$, respectiv, $G_0 + j\omega C_0$.

Rezultatele sînt în esență aceleași ca cele de mai sus în cele două cazuri (linie pupinizată terminată cu inductanța L_b respectiv cu $C_0/2$). Unele observații vor fi făcute la pet. 3.

Ecuatii de aceeași formă ca (16) și (17) și deci aceleași rezultate, se obțin dacă se consideră linia pupinizată terminată cu $L_b/2$ (ceea ce ar implica dificultăți de construcție) și lanțul de filtre, cu $L_0/2$.

În ambele cazuri, este suficient să se caute echivalența dintre o secțiune de încărcare și o linie uniformă de aceeași lungime (s), ceea ce este mult mai simplu în lumina teoriei diporturilor electrice pasivi, elaborată după 1922. Condiția (22) era ușor de prevăzut. Conform acestei teorii se obține aceeași relație de echivalență (22), dacă se consideră un număr impar de semisețiuni de încărcare (o linie încărcată disimetrică), însă în acest caz, la unul din capete linia încărcată trebuie terminată cu $L_b/2$. În toate cazurile, linia trebuie terminată fie cu o secțiune de linie omogenă de lungime $s/2$ ($C_0/2$ în filtrul ideal), fie cu $L_b/2$.

2. Defazarea și viteza de propagare a unei unde sinusoidale pe o linie încărcată

În Cap. X se depășește teoria liniilor telefonice pupinizate, în sensul că se examinează și cazul general în care se introduc pe linia uniformă, elemente concentrate L sau/și C , conectate în serie sau/și paralele.

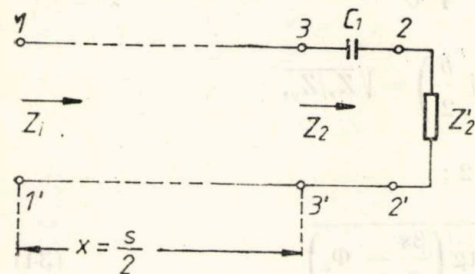


Fig. 3

Se ajunge, între altele, la concluzia interesantă, că pentru a se obține, „o viteză de undă infinită, trebuie ca fie L , fie C să fie egal cu zero” cu L și C notîndu-se constantele uniform distribuite ale liniei uniforme echivalente ([1], p. 164), (notate cu L_1 și C_1 în prezenta lucrare).

Pentru a se analiza această problemă se consideră o linie cu încărcare capacitivă, avînd aceeași

structură ca linia din fig. 1 a, în care inductanța L_b se înlocuiește cu capacitatea $2C_1$. În acest caz, o semisețiune de încărcare are structura din figura 3 (diportul 1 — 1', 2 — 2').

Pentru un calcul mai simplu, se consideră ca și în [1], că pierderile sînt mici, astfel că nu afectează sensibil viteza de propagare.

Impedanța la intrare, la poarta 1 — 1', a diportului din fig. 3 este dată de relația :

$$Z_i = Z_c \frac{1 + p_2 e^{-2j\beta x}}{1 - p_2 e^{-2j\beta x}}, \quad \text{unde} \quad (28)$$

$$p_2 = \frac{Z_2 - Z_c}{Z_2 + Z_c}, \quad Z_2 = Z'_2 + \frac{1}{j \omega C_1}, \quad (29)$$

iar

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{și} \quad \beta = \omega \sqrt{LC} \quad (30)$$

sînt impedanța caracteristică și constanta de fază a liniei uniforme.

Pentru $Z'_2 = \infty$ și $Z'_2 = 0$ se obține :

$$p_{2g} = 1, \quad p_{2s} = - \frac{\sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{j}{\omega C_1}}{\sqrt{\frac{L}{C}} - \frac{j}{\omega C_1}} = - e^{2j\Phi_c}, \quad (31)$$

defazarea Φ_c , fiind dată de relația :

$$\text{tg} \Phi_c = \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{1}{\omega C_1}. \quad (32)$$

Din relațiile (28), (31) și (30) se deduce pentru impedanța la intrare Z_i în gol ($Z'_2 = \infty$) și în scurt ($Z'_2 = 0$) :

$$Z_g = \sqrt{\frac{L}{C} \frac{1}{j \text{tg} \beta x}}, \quad Z_s = \sqrt{\frac{L}{C} j \text{tg}(\beta x - \Phi_c)}. \quad (33)$$

Folosind relația

$$\text{th} \frac{g}{2} = \text{th} \left(\frac{s}{2} + j \frac{b}{2} \right) = \sqrt{Z_s / Z_g},$$

se obține, revenind la notația $x = s/2$:

$$\text{tg} \frac{b}{2} = \sqrt{\text{tg} \frac{\beta s}{2} \text{tg} \left(\frac{\beta s}{2} - \Phi_c \right)} \quad (34)$$

pentru domeniile de trecere (în care mărimea de sub semnul radical este pozitivă).

Pentru simplificare, se consideră domeniul în care $\beta s \ll \pi$ și

$$\frac{\beta s}{2} - \Phi_c \geq 0 \quad (35)$$

Din relația (27) se vede că $b < \beta s$ și

$$\frac{\beta s}{2} = \Phi_c \Leftrightarrow b = 0. \quad (36)$$

Relația (36) ne dă frecvența de tăiere din domeniul considerat.

De asemenea se obține pentru impedanța imagine la poarta 1-1':

$$Z_{01} = \sqrt{Z_g Z_s} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\beta s}{2} - \Phi_c\right)}{\operatorname{tg}\frac{\beta s}{2}}} \quad (37)$$

Folosind, ca și la liniile pupinizate și cu aceeași interpretare fizică, pentru viteza de propagare a fazei, relația:

$$v_\varphi = \frac{\omega}{b/s}, \quad (38)$$

se vede că în cazul că $\beta s/2$ tinde spre valoarea Φ_c , viteza de propagare a fazei tinde spre infinit (pentru $\Phi_c = \beta s/2$, impedanța la intrare pe imagini este nulă și linia nu absoarbe energie).

Prin introducerea capacității C_1 , se compensează deci întârzierea de fază, produsă de secțiunea de linie uniformă de lungime $s/2$, așa cum era de așteptat, mărindu-se viteza de propagare a fazei peste valoarea de propagare a luminii, c (pentru $C_1 = 0$). Concluziile acestea sînt valabile și pentru secțiunea de încărcare capacitivă de lungime s , sau pentru n astfel de secțiuni (o linie cu încărcare capacitivă).

Se confirmă deci rezultatul obținut în Cap. X, cu implicații teoretice și practice interesante.

Dacă $\Phi_c \ll 1$, se deduce din (30), (32) și (36)

$$C_1 = \frac{2}{\omega^2 L s} \quad (39)$$

Cu alte cuvinte, la limita pentru care $v_\varphi = \infty$, ω este frecvența de rezonanță a dipolului format de inductanța liniei $Ls/2$, în serie cu capacitatea C_1 .

$$\text{Dacă } \Phi_c \ll \frac{\beta s}{2} \text{ și } \frac{\beta s}{2} \ll 1, \text{ se obține:} \quad (40)$$

$$b \approx \beta s - \Phi_c \quad (41)$$

și pentru timpul de propagare a fazei t_φ și timpul de propagare de grup t_g , pe o secțiune de încărcare:

$$t_\varphi = \frac{b}{\omega} = s\sqrt{LC} - \frac{k}{\omega^2}, \quad (42)$$

$$t_g = \frac{db}{d\omega} = s\sqrt{LC} + \frac{k}{\omega^2}, \quad (43)$$

unde

$$k = \frac{1}{C_1} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Ținând seama că, în conformitate cu ipotezele (40), $k \ll 1$, rezultă din relațiile (42) și (43)

$$t_\varphi t_g \approx s^2 LC \quad (44)$$

sau

$$v_\varphi v_g \approx \frac{1}{LC} = c^2 \quad (45)$$

În cazul general, folosirea relației (34) duce la expresii complicate, însă concluziile sînt aceleași. Concluzii similare se deduc pentru o linie reală (cu pierderi mici).

În cazul unei încărcări cu inductanțe conectate în paralel pe o linie sau cu diporți cuprinzînd o capacitate serie și o inductanță paralel, se obțin rezultate analoage, în sensul creșterii vitezei de propagare a fazei, prin compensarea defazării βx introdusă de secțiunea de linie uniformă. Se confirmă în întregime rezultatele obținute de G. Constantinescu, privind efectul de creștere sau scădere a „vitezei de undă”, prin conectarea de elemente reactive (L, C) concentrate, într-un mod corespunzător.

3. Eficiența transmisiei de energie pe o linie încărcată

G. Constantinescu numește eficiență a transmisiei, raportul :

$$\mu = \left| \frac{U_p I_p}{U_0 I_0} \right|$$

În teoria diporților acest raport se numește factor de amplificare și $1/\mu$, factor de atenuare.

În tehnica transmisiunilor analogice pe fir, eficiența unui diport liniar, pasiv și reciproc sau a unui circuit, telefonic, în banda transmisă, este apreciată de atenuarea compusă, care conține ca o componentă principală atenuarea pe imagini, celelalte fiind neglijabile în cazul unei adaptări de impedanțe corespunzătoare.

Nu se utilizează noțiunea de randament sau eficiență energetică decît în cazuri particulare.

Problema eficienței, ca o pierdere de putere reală, (pierderi prin efect Joule), îndeosebi în cazul transmisiei pe o linie uniformă sau pupinizată este abordată în lucrările [9—12]. Rezultatele obținute în aceste lucrări se pot aplica integral și liniilor sonice, uniforme sau încărcate.

Ca exemplu, în Cap. X, prin formula (18) se deduce că maximum de eficiență se obține atunci „cînd pierderile de putere sînt egal împărțite între fricțiune și perditanță”, deci între R și G . Această concluzie este dedusă, de exemplu și în [(11), p. 109], în condiții similare și este valabilă și pentru linia ideală (a lui Heaviside).

Calculul atenuării unei secțiuni de pupinizare, extrem de complicat prin metodele clasice [5, 13] este simplificat considerabil prin metoda propusă în [10], adoptată de exemplu și în [14], care are și avantajul unei interpretări fizice, bazată pe pierderile Joule în rezistențele și conductanțele de pe linie. În aceste lucrări se demonstrează și se folosesc pentru atenuare expresii de forma :

$$a = a_r + a_g = \frac{1}{2} \int_0^l \frac{R}{R_x} dx + \frac{1}{2} \int_0^l \frac{G}{G_x} dx,$$

în care R_x și G_x sînt, partea reală a impedanței, respectiv a admitanței la intrare, pe linie, în punctul de coordonată x , care prezintă un interes, poate și mai mare, în cazul liniilor sonice, unde se pune problema transportului de energie.

Dacă se caută echivalența dintre linia încărcată cu pierderi mici și o linie uniformă, denumită „linia uniformă de comparație”, se ajunge la o și mai bună analogie, folosindu-se expresia atenuării liniei uniforme la frecvențe relativ înalte [5, 10, 13, 14].

În această teorie, se presupune o adaptare de impedanță perfectă, deci lipsa reflexiilor (se studiază parametrii de transmisie pe impedanțe imagine). În cazul liniilor sonice care au pierderi de energie foarte mici, reflexiile la cele două capete pot duce la efecte supărătoare. În lucrarea [15] se folosește metoda analogiei cu amplificatoarele cu conexiune inversă (feedback), în studiul atenuării de interacțiune, (care relevă efectele supărătoare menționate), atît în ceea ce privește formulele de calcul, cît și interpretarea fizică a fenomenelor.

Concluzii

În capitolul „Linii încărcate”, G. Constantinescu abordează o problemă deosebit de importantă din punct de vedere practic, însă care, îndeosebi, în acea vreme, prezenta mari dificultăți teoretice. Chiar azi, așa cum s-a spus, teoria acestor linii este deosebit de dificilă. Din punctul de vedere al istoriei științei, se pune o primă întrebare, dacă G. Constantinescu a inventat liniile încărcate, independent de M. J. Pupin. Este însă aproape sigur că teoreticienii din tehnica telefoniei nu au cunoscut în acea vreme și deci nu au putut beneficia de teoria elaborată de G. Constantinescu care pune și rezolvă o serie de probleme deosebit de importante și extrem de interesante și pentru liniile telefonice: echivalența cu o linie uniformă, creșterea sau scăderea vitezei de propagare a undelor printr-o încărcare convenabilă și care conduce, așa cum s-a arătat, la problema extrem de importantă a adaptării de impedanță.

În lucrarea de față, s-a căutat să se analizeze aceste probleme, urmărindu-se de aproape metoda și teoria elaborată de G. Constantinescu într-un număr de pagini cît mai redus. Desigur, acest studiu poate fi continuat, atît în ceea ce privește analiza liniilor sonice, îndeosebi a eficienței energetice, cît și în ceea ce privește implicațiile teoretice mai generale (viteza de propagare a undelor etc.), legate de interpretarea și înțelegerea unor fenomene fizice destul de complexe. Istoria electrotehnicii și a teh-

nicii telecomunicațiilor, de care opera lui G. Constantinescu este destul de strins legată, arată de altfel, că deseori, obstacolele cele mai mari în calea progresului privind fundamentarea teoretică, au fost legate de înțelegerea proceselor fizice. Odată înțelese, ele au putut fi, în general, relativ ușor îmbrăcate într-o haină matematică, aceasta permițând, la rindul său, o mai bună aprofundare a fenomenelor [8].

Această observație pare valabilă pentru toate științele despre existență și ale acțiunii, precum și pentru unele științe generale (îndeosebi pentru cibernetică). Marele merit al lui G. Constantinescu a fost intuirea, înțelegerea unor fenomene fizice complexe și îmbrăcarea lor, într-o haină matematică, la cel mai înalt nivel științific, îmbinând spiritul inventiv, creator, inspirația, cu o cercetare teoretică aprofundată.

BIBLIOGRAFIE

1. G. Constantinescu, Teoria sonicității, tipografia Cultura, București, 1922.
2. O. Heaviside, Electromagnetic Theory, London 1893.
3. M. J. Pupin, Trans. Amer. Inst. Electr. Engs., 1900, pp. 245.
4. A. Maior, Telegraphie und Telephonie mit Wechselstrom auf weite Entfernungen, ETZ, 1912, H. 17 sau în: Contribuțiile lui Augustin Maior la Telefonie multiplă, Ed. Acad. RSR, 1980.
5. J. Wallot, Theorie der Schwachstromtechnik, Springer-Verlag, 1948.
6. St. Bălan, One Hundred Years from Gogu Constantinescu's Birth. Proceedings of the 16th International Congress of the History of Science, part D, p. 433, Bucharest, 1981.
7. M. Marinescu, Gogu Constantinescu le créateur de la science "sonique". (v./6/), p. 452.
8. P. Postelnicu, Pionniers roumains des systèmes de transmission téléphonique. Al 16-lea Congres internațional de istorie a științei, București 1981, secția A, p. 496 (manuscrisul predat revistei Noesis pentru publicare).
9. P. Postelnicu, Bul. St. Acad., RSR, tom V, 1953, p. 5—12.
10. P. Postelnicu, Bul. St., secția de Științe tehnice, Acad. RSR, tom VI, 1954, p. 157—167.
11. P. Postelnicu, Revue d'électrotechnique et d'énergétique, tom I, 1956, nr. 1, p. 100—115.
12. P. Postelnicu, Rev. Electrosviazi, nr. 11, 1962, p. 38—47.
13. R. Crose, Transmission téléphonique, Eyrolles, Paris, 1964.
14. S. Condrea, Bazele telecomunicațiilor pe fir, vol. II, Ed. Did. și Pedagogică, București, 1966.
15. P. Postelnicu, Cybernetica — Namur, 3, 1971, p. 202—236.

Les lignes soniques chargées proposées par G. Constantinescu

On analyse la théorie des „lignes soniques” chargées, élaborée par le savant roumain G. Constantinescu, exposée dans le chapitre X „Lignes chargées”, de son célèbre ouvrage: „Théorie de la sonicité” (Sonics Theory — London 1918). En utilisant la théorie actuelle des quadripôles électriques et des lignes téléphoniques chargées (pupinisées), on explique la condition particulière déduite par G. Constantinescu (la longueur d'onde doit être „un multiple exact” de $\lambda/2$, où λ est la longueur d'onde, à la fréquence utilisée, de la ligne homogène de comparaison (approximativement équivalente). On montre qu'on peut renoncer à cette condition si la ligne est adaptée (fermée avec l'impédance caractéristique) à l'extrémité de réception (ainsi que les lignes téléphoniques). De même, on donne des démonstrations plus générales et des interprétations physiques pour certains des résultats et intéressants, aussi du point de vue théorique, obtenus par G. Constantinescu, se référant à l'efficacité de la transmission, à la vitesse de propagation sur les lignes chargées avec des condensateurs (au lieu des inductances) etc.

C.Z.: 621.38
681.32
519.688

A NEW ALGORITHM FOR SOLVING OPTIMUM REDUNDANCY ALLOCATION

V. M. CĂTUNEANU, FL. POPENȚIU *

In this paper, an algorithm of optimization in redundancy allocation, applicable regardless of system structure and nature and number of constraints, is presented. The algorithm initially uses a simple heuristic method to arrive at an approximate start solution and later provides an optimal allocation using nonlinear programming techniques — SUMT or SLUMT — and the improved algorithm of Lawler and Bell. The advantages of the algorithm proposed by us are highlighted.

1. Introduction

There has been much written about the optimum redundancy allocation in a system of many components in series of complex structure which is subjected to a large number of linear or nonlinear constraints. Starting from the idea of a maximum efficiency, a range of techniques and optimization methods was proposed and developed; unfortunately, they are limited in their applicability due either to suboptimal results obtained or to restrictions concerning the system structure or analytical form and the number of constraints.

The algorithm suggested by us has the following idea as an initial viewpoint: the integer optimal allocation lies at one of the corners of the hypercube of unit length enclosing the real optimal solution. A heuristic method was employed in this work to generate a suboptimal real solution optimized later by nonlinear programming techniques (SUMT or SLUMT); finally, a modified form of algorithm of Lawler and Bell, able to shorten the search method was used for generating a family of undominated allocations.

A. Assumptions

1. There are n stages in the system.
2. The structure of the system can take any form, e.g. series, parallel or complex.

Prof. Ph. D.; Asist. Ph. D., Dept. of Technology in Electronics and Microelectronics

3. All the components used in each stage are statistically independent. Failure rate of these components is constant.
4. Constraint functions are monotone increasing.

B. Notation

n	— number of stages in system
m	— number of constraints
i	— subscript for resource; $i = 1, 2, \dots, m$
j	— subscript for stages; $j = 1, 2, \dots, n$
R_j	— reliability of a single component at stage- j ; real numbers between 0 and 1.
$\tilde{R}_j$	— reliability of stage- j
$\bar{R}$	— $(R_1, R_2, \dots, R_n)$
R_s	— system reliability, real numbers between 0 and 1
K_j	— number of components used at stage- j
$\bar{K}$	— vector of number of components used in each stage; $\bar{K} = (K_1, K_2, \dots, K_n)$
$\bar{K}^*$	— vector of optimal allocation in each stage; $\bar{K}^* = (K_1^*, K_2^*, \dots, K_n^*)$
$R_s(\bar{K}^*)$	— optimally allocated system reliability
e_0	— maximum number of real allocations for all stages together, without violating any of the constraints (see 3.1)
$g_i(1)$	— resource i consumed in all stages without redundancies (see 3.1)
h_j	— reliability importance of component j .
r_0	— the weight value of number of real allocation available for system (see 3.1)
$\bar{Y}^0$	— vector of the suboptimal real start solutions;
$\bar{Y}^0 = (Y_1^0, Y_2^0, \dots, Y_n^0)$	
$\bar{Y}^*$	— vector of real optimized solutions; $\bar{Y}^* = (Y_1^*, Y_2^*, \dots, Y_n^*)$
$\bar{Y}$	— vector of real solutions; $\bar{Y} = (Y_1, Y_2, \dots, Y_n)$
r_k	— penalty factor used in SUMT or SLUMT
$P(\bar{Y}, r), P(\bar{Y}, r, s)$	— penalty functions used in SUMT or SLUMT (see 3.2).
s	— slack variable used in SLUMT
K_j^0	— entier (Y_j^*) ; $K_j^0 = [Y_j^0]$ (see 3.3)
$\hat{Z}$	— binary vector (see 3.3)
$I(\hat{Z})$	— integer number under binary arithmetic
b_i	— amount of resource i available
c_j	— cost per component at stage- j
$g_{ij}(R_j, K_j)$	— amount of resource i consumed at stage- j
v_j	— volume of one component at stage- j
w_j	— weight of one component at stage- j
p_j	— $w_j v_j$; product of weight per component and the volume per component at stage- j
C	— available cost limitation
P	— amount of resource for the constraint which is concerned with weight and volume together
W	— amount of resource for the weight constraint
SUMT	— Sequential Unconstrained Minimization Technique
SLUMT	— Slacked Unconstrained Minimization Technique

2. Statement of the program

The following integer nonlinear programming problem with multiple-choice constraints is treated :

$$\left\{ \begin{array}{l} \max_{\bar{K}} R_s(\bar{R}, \bar{K}) \\ \text{subject to} \\ \sum_{j=1}^n g_{ij}(R_j, K_j) \leq b_i \quad i = 1, 2, \dots, m \end{array} \right. \quad (1)$$

where $\bar{R}$, $R_s(\bar{R}, \bar{K})$, $g_{ij}(R_j, K_j)$, b_i are given and K_j are all positive integers to be determinated.

For maximization, this is the problem of maximization system reliability subject to several linear/nonlinear resource constraints (cost, volume, weight etc.).

3. Algorithm

The computational procedure for determining the integer optimum allocation has a three-stage development :

3.1. Start solution

The heuristic method employed in this work is based on the following idea [1]: the number of resources which has to be allocated to a system is proportional to reliability importance of its components. The steps of the proposed method are as follows :

Step 1. Calculate e_0 for problem 1 :

$$e_i = \frac{nb_i}{g_i(1)} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2)$$

$$e_0 = \min_{i \in 1, m} \{e_i\} \quad (3)$$

Step. 2. Determine h_j for all the components :

$$h_j = \frac{\partial R_s}{\partial R_i} \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (4)$$

Step 3. Calculate r_0 .

$$r_0 = \frac{e_0}{\sum_{j=1}^n h_j} \quad (5)$$

Step. 4. Generate the start solution :

$$Y_j^0 = h_j r_0 \quad (6)$$

$$\bar{Y}^0 = (Y_1^0, Y_2^0, \dots, Y_n^0) \quad (7)$$

Although, the heuristic method herein proposed generates suboptimal solutions, however it is especially attractive because it allows to determine some start solutions very close to the optimal one, even in the event of some complex systems under multiple choice nonlinear constraints.

3.2. Real optimum solution

Obtaining the vector of the optimized solutions was realized by comparatively using the nonlinear programming techniques *SUMT* [2] or *SLUMT* [3].

The technique consists of minimizing the functions objectively defined corresponding to *SUMT* or *SLUMT* methods employing as a starting point the vector Y^0 obtained in 3.1:

$$P(\bar{Y}, r) = -R_s(\bar{Y}) + r_k \sum_{i=1}^m [g_i(\bar{Y})]^2 \quad (8)$$

$$P(\bar{Y}, r, s) = -R_s(\bar{Y}) + r_k \sum_{i=1}^m [g_i(\bar{Y}) - s_i]^2 \quad (9)$$

were

$$s_i = \begin{cases} g_i(\bar{Y}), & \text{if } g_i > 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$r_k = (10, 10^2, 10^3, \dots) \quad (10)$$

For minimizing the objective-functions, the Fletcher-Reeves' method of the conjugate gradients [4] was used; the convergence speed of the method is dependent on how the given function could be approximate by a square form as well as on the approach of the optimal solution to the starting point.

The minimizing is to be stopped when on two consecutive iterations the integer values of the solutions differ no more than 1 %.

3.3. Obtaining an integer optimum redundancy from the real solution.

To obtain an integer optimum allocation, a sequence of undominated allocations by searching the corners of the hypercube of unit length enclosing the real solution was generated.

The identification of all the corners of the hypercube was done by translating the origin of the coordinate system in the point $\bar{K}^0 = (K_1^0, K_2^0, \dots, K_n^0)$, $K_j^0 = [Y_j^*]$.

In the new coordinate system, each corner of the hypercube can be represented by a binary vector $\hat{Z}$. There are 2^n vectors $\hat{Z}$, from $(0, \dots, 0)$ to $(1, \dots, 1)$ and to each of them corresponds an integer number $I(\hat{Z})$ whose binary arithmetic is $\hat{Z}$.

Because the reliability function of the system and the restrictions are monotone increasing as related to all the variables, the search method

used in this work considerably reduces the number of integer solutions to be scanned by employing an improved algorithm of Lawler and Bell, (LB), [5]:

Step 1. Start by assigning :

$$\hat{Z} = \hat{Z}_0 = (0, \dots, 0) \quad (11)$$

$$I = I(\hat{Z}_0) \quad (12)$$

$$\bar{K} = \bar{K}^0 \quad (13)$$

Step 2. Add 1 to the integer number corresponding to the current vector $\hat{Z}$:

$$I_1 = I + 1 \quad (14)$$

to which a new vector $\hat{Z}_1$ corresponds

$$\hat{Z}_1 = \hat{Z}_1(I_1) \quad (15)$$

respectively, a new allocation of the system :

$$\bar{K}^1 = \bar{K}^0 + \hat{Z}_1 \quad (16)$$

Step. 3. Test if the restrictions are not violated for the new allocation :

$$g_i(\bar{K}^1) \leq 0 \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (17)$$

i) IF YES : GO TO STEP 4

ii) IF NOT : GO TO STEP 5

Step. 4. Test if the reliability obtained for the new allocation is greater than that corresponding to previous allocation ;

$$R_s(\bar{K}^1) \geq R_s(\bar{K}^0) \quad (18)$$

i) IF YES : the new allocation is adopted and GO TO STEP 2

ii) IF NOT : GO TO STEP 2

Step 5. Eliminate all the allocations enclosing the added component which violates the restrictions :

i) subtract 1 from the integer number corresponding to the current vector

$$I_2 = I_1 - 1 \quad (19)$$

and the following vector is obtained :

$$\hat{Z}_2 = \hat{Z}_2(I_2)$$

ii) by logically "or" the vector $\hat{Z}_3$ is obtained :

$$\hat{Z}_3 = \hat{Z}_1 \cup \hat{Z}_2 \quad (21)$$

$$I_3 = I_3(\hat{Z}_3) \quad (22)$$

iii) return to step 2 and skip

$$I = I_3 \quad (23)$$

$$\hat{Z} = \hat{Z}_3 \quad (24)$$

Step 6. Test if it is reached $\hat{Z} = (1, \dots, 1)$

i) IF YES: Stop the search

ii) IF NOT; Return to step 2

The program implementing the algorithm proposed in this paper is written in FORTRAN IV and can be used on a Felix C-512 computer. With minor modification the program can be run on any sufficiently large computer with FORTRAN compiler.

4. Illustrative examples

Example 1: To illustrate the present algorithm, consider a series system with five subsystems subject to three constraints [6]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \max_{\bar{K}} \prod_{j=1}^5 [1 - (1 - R_j)^{K_j}] \end{array} \right. \quad (25)$$

$$g_1 = \sum_{j=1}^5 P_j (K_j)^2 \leq P$$

$$g_2 = \sum_{j=1}^5 c_j (K_j + \exp(K_j/4)) \leq C \quad (26)$$

$$g_3 = \sum_{j=1}^5 w_j K_j \exp(K_j/4) \leq W$$

The data for this problem are given in Table 1.

Table 1

Data in optimizing the redundancy problems

INPUT DATA	j	1	2	3	4	5
	R_j	0,80	0,85	0,90	0,65	0,75
$P = 110,0$	p_j	1	2	3	4	2
$C = 175,0$	c_j	7	7	5	9	4
$W = 200,0$	w_j	7	8	8	6	9

Computational details of present algorithm and optimal allocation are shown in Table 2.

Table 2

Results in optimization

Series system; nonlinear constraints	j	1	2	3	4	5
$\bar{Y}^0$		2,25	1,99	1,78	3,40	2,56
$R_s(\bar{Y}^0) = 0,882341$; $g_1(\bar{Y}^0) = 81,8$; $g_2(\bar{Y}^0) = 139,6$; $g_3(\bar{Y}^0) = 167,3$						
SUMT; 5 iterations	$\bar{Y}^*$	3,13	2,08	2,42	3,66	2,63
$R_s(\bar{Y}^*) = 0,925102$; $g_1(\bar{Y}^*) = 103,6$; $g_2(\bar{Y}^*) = 158,5$; $g_3(\bar{Y}^*) = 212,1$						
SLUMT; 3 iterations	$\bar{Y}^*$	2,69	2,21	2,21	3,55	2,77
$R_s(\bar{Y}^*) = 0,922517$; $g_1(\bar{Y}^*) = 97,4$; $g_2(\bar{Y}^*) = 152,8$; $g_3(\bar{Y}^*) = 210,0$						
OPTIMAL ALLOCATION	$\bar{K}^*$	3	2	2	3	3
$R_s(\bar{K}^*) = 0,904467$; $g_1(\bar{K}^*) = 83,0$; $g_2(\bar{K}^*) = 146,1$; $g_3(\bar{K}^*) = 192,5$						
Time = 266,17 sec.; SUMT						
Time = 8,08 sec.; SLUMT						

One can observe that the optimum allocation of the system was able to be determined by using any of nonlinear programming techniques (SUMT or SLUMT); the difference in computational time suggests to use SLUMT in the present algorithm. This optimal solution is same as obtained in [6, 7, 8, 9]

Example 2: A five-stage problem similar to Example 1 was solved, but the constraints were as follows: $P = 200$, $C = 350$, $W = 400$. The allocation presented as optimal in [10], $\bar{K} = (3, 4, 4, 4, 4)$, for $\bar{R} = (0,900; 0,850; 0,856; 0,750$ and $0,850)$ ensures a level of reliability of the system equal to 0,993657. The present algorithm was employed to determine an allocation $\bar{K}^* = (3, 4, 4, 5, 3)$ which for the same values of $\bar{R}$ of the component reliability determines a more reliable system, $R_s(\bar{K}^*) = 0,993725$.

Example 3: This example is from Aggarval [11] who proposed an optimum redundancy allocation problem of complex system (bridge), shown in Figure 1, subject to one linear constraint.

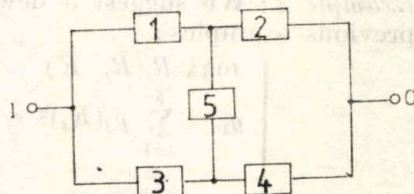


Fig. 1

The problem is :

$$\begin{cases} \max_{\bar{K}} R_s(\bar{R}, \bar{K}) \\ \sum_{j=1}^5 c_j K_j < C \end{cases} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \tilde{R}_s = & \tilde{R}_1 \tilde{R}_2 + \tilde{R}_3 \tilde{R}_4 + \tilde{R}_1 \tilde{R}_4 \tilde{R}_5 + \tilde{R}_2 \tilde{R}_3 \tilde{R}_5 - \tilde{R}_1 \tilde{R}_2 \tilde{R}_3 \tilde{R}_4 - \\ & - \tilde{R}_1 \tilde{R}_2 \tilde{R}_3 \tilde{R}_5 - \tilde{R}_1 \tilde{R}_2 \tilde{R}_4 \tilde{R}_5 - \tilde{R}_1 \tilde{R}_3 \tilde{R}_4 \tilde{R}_5 - \\ & - \tilde{R}_2 \tilde{R}_3 \tilde{R}_4 \tilde{R}_5 + 2 \tilde{R}_1 \tilde{R}_2 \tilde{R}_3 \tilde{R}_4 \tilde{R}_5 \end{aligned} \quad (28)$$

$$\text{where } \tilde{R}_j = 1 - (1 - R_j)^{K_j} \quad (29)$$

The data for this problem and the optimum allocation are given in Table 3.

Table 3

Results in optimization

INPUT DATA	j	1	2	3	4	5
	R_j	0,7	0,85	0,75	0,8	0,9
$C = 20$	c_j	2	3	2	3	1
OPTIMAL ALLOCATION	$\bar{K}^*$	3	2	0	1	1
	$R_s(\bar{K}^*) = 0,9932$	$\sum_{j=1}^5 c_j \bar{K}_j^* = 20$				

This optimum solution obtained [12], [13] was reached by present algorithm using *SUMT/SLUMT*. Other suboptimal solution obtained from application of methods/algorithms presented by different authors are discussed and compared [13].

Example 4: We suggest a new problem resulting from combination of previous examples :

$$\begin{cases} \max R_s(\bar{R}, \bar{K}) \\ g_1 = \sum_{j=1}^5 p_j (K_j)^2 \leq P \\ g_2 = \sum_{j=1}^5 c_j (K_j + \exp(K_j/4)) \leq C \\ g_3 = \sum_{j=1}^5 w_j K_j \exp(K_j/4) \leq W \end{cases} \quad (30)$$

where R_s is the reliability function (rel. 28) of the bridge system from Fig. 1.

Data for this problem, the suboptimal/optimal allocation generated when employing *SUMT/SLUMT* in the present algorithm are illustrated in Table 4.

Table 4

Results in optimization

INPUT DATA complex system (bridge); nonlinear constraints	j	1	2	3	4	5
	R_j	0,80	0,85	0,65	0,75	0,90
$P = 110,0$	p_j	1	2	4	2	3
$C = 175,0$	c_j	7	7	9	4	5
$W = 200,0$	w_j	7	8	6	9	8
SUBOPTIMAL ALLOCATION $\bar{K}(\text{SUMT})$		3	3	3	2	2
$R_s(\bar{K}) = 0,999442$ Time: 361, 93 sec.		$g_1(\bar{K}) = 83,0$; $g_2(\bar{K}) = 150,5$; $g_3(\bar{K}) = 189,4$				
OPTIMAL ALLOCATION $\bar{K}^*(\text{SLUMT})$		4	3	2	2	1
$R_s(\bar{K}^*) = 0,999545$ Time: 86,0 sec.		$g_1(\bar{K}^*) = 61,0$; $g_2(\bar{K}^*) = 141,7$; $g_3(\bar{K}^*) = 186,7$				

5. Conclusions

A computer algorithm for reliability optimization of systems whose stages may be in series or complex configuration has been presented. The systems may be subject to any number/type of constraints which may be linear/nonlinear or mixed. The algorithm applied to several examples has been found to give better or similar results in most cases.

To use nonlinear programming technique *SLUMT* within the algorithm proposed is derived from the result analysis in terms of optimum allocations obtained and of time performances realized.

The algorithm is fast easily computerizable and it has been illustrated through examples and the results obtained as compared to other methods.

REFERENCES

1. K. Gopal, K. K. Aggarwal, J. S. Gupta, Microelectron. Reliab., Vol. 17, 1978, pp. 605—608.
2. A. V. Fiocco, G. P. McCormick, Management Sci., Vol. 11, Jan. 1964, pp. 360—366.

3. H. V. K. Sheety, D. P. Sengupta, IEEE Trans. Reliab., Vol. R—24, Apr. 1975, pp. 80—81.
4. R. Fletcher, C. M. Reeves, The Computer Journal, Vol. 7, 1964, May, pp. 149
5. E. L. Lawler, M. D. Bell, Oper. Res., Vol. 14, 1966 Nov.—Dec., pp. 1098—1111.
6. I. Sharma, K. V. Venkateswaran, IEEE, Trans. Reliab., Vol. R — 20, Nov. 1971, pp. 256—259.
7. K. K. Aggarwal, J. S. Gupta, K. B. Misra, IEEE Trans. Reliab., Vol. R — 24 Apr. 1975, pp. 86—87.
8. K. B. Misra, Microelectron Reliab., Vol. 12, Oct. 1973, pp. 389 — 393.
9. K. Gopal, K. K. Aggarwal, J. S. Gupta, Microelectron. Reliab., Vol. 17, 1978, pp. 605—608.
10. F. A. Tillman, C. L. Hwang, W. Kuo, IEEE Trans. Reliab., Vol. R—26, Aug. 1977
11. K. K. Aggarwal, IEEE Trans. Reliab., Vol. R—24, 1975 Apr., pp. 86—87.
12. K. Gopal, K. K. Aggarwal, J. S. Gupta, Microelectron. Reliab., Vol. 18, 1978, pp. 419—422.
13. T. Kohda, K. Inoue, IEEE Trans. Reliab., Vol. R—31, Apr., 1982, pp. 109—111.

Un nou algoritm pentru optimizarea alocării redondanței

În lucrare se prezintă un algoritm de optimizare a alocării redondanței, aplicabil indiferent de structura sistemului, de forma și numărul restricțiilor.

Algoritmul utilizează inițial o metodă euristică simplă pentru determinarea unei soluții aproximative de start ca apoi să obțină o alocare optimă prin utilizarea tehnicilor de programare neliniară (SUMT sau SLUMT) și a algoritmului Lawler și Bell îmbunătățit.

Avantajele algoritmului propus sînt puse în evidență.

VARIATIONAL ANALYSIS OF NONLINEAR ELECTRICAL NETWORKS.

III. THE BRAYTON-MOSER EQUATIONS.

D. STANOMIR*

Here we give an entirely new approach for the derivation of the Brayton-Moser equations for time-invariant, nonlinear, noncomplete networks with excess elements. The paper is a continuation of the first two previous papers. The derivation is based on a special Legendre-like transformation.

1. Introduction. Notations

We denote matrices of adequate sizes and vectors (column matrices) by small or capital letters, i.e. $u, i, F, \dots$. The transpose of a matrix will be indicated by an upper index, T , i.e. $u^T, F^T, \dots$.

It is assumed that a maximal tree has been picked. By u a voltage vector is denoted while by i a current vector is done. The indices $E, C, G, \Gamma, D, R, L, J$ indicate vectors (voltage or current ones) associated respectively with voltage sources, tree-capacitors, tree-resistors, tree-inductors, link-capacitors, link-resistors, link-inductors, current sources. The indices t, l indicate vectors associated with the tree, respectively with the co-tree. The matrix F comes from writing the Kirchhoff laws in the forms

$$\dot{i}_t = -F i_l, u_t = F^T u_l. \quad (1)$$

The partition of the current and voltage vectors induces a partition in the matrix F whose blocks will be denoted by F with two lower indices, the first indicating the rows the other the columns, i.e. $F_{ED}, F_{CR}, \dots$. The matrices F_{GD}, F_D and F_R are zero matrices.

2. Motion equations of a RLC network

The dynamical equilibrium of an electrical network may be thought of in the following sense: if u_E and i_J are given functions of time, then

* Associated Prof., Chair of Radiocommunications.

the rest of the currents and voltages should take such values that the Kirchhoff (current and voltage) laws are satisfied.

In the following virtual variations (i.e. with frozen time) are denoted by δ . Consequently we have $\delta u_E = 0$, $\delta i_J = 0$.

It is clear that i_t and u_t are two linear bases for currents and respectively for voltages.

For the first Lagrangian description we choose the link-branch charges as a basis (generalized coordinates). Now, we must assume that all inductors and resistors are current-controlled whereas all capacitors are charge-controlled. So we can form the following *energy or power functions*

$$\begin{aligned} T^* &= \int_0^{i_L} \Psi_L^T \delta i_L + \int_0^{i_R} \Psi_R^T \delta i_R = T_L^* + T_R^*, \\ U &= \int_0^{q_C} u_C^T \delta q_C + \int_0^{q_D} u_D^T \delta q_D = U_C + U_D, \\ \mathcal{A}_E &= - \int_0^{q_E} u_E^T \delta q_E, \quad \mathcal{L} = T^* - U, \\ \mathcal{G} &= \int_0^{i_R} u_E^T \delta i_R + \int_0^{i_G} u_G^T \delta i_G = \mathcal{G}_R + \mathcal{G}_G. \end{aligned} \quad (2)$$

In (2) q is the electrical charge and ψ is the flux linkage.

We remark that the functions entering (2) are composite functions of the basis vectors.

In taking the virtual derivatives or differentials one must retain the following facts:

a) if the derivatives of the general coordinates obey to some homogeneous relations, then the virtual variations of the generalized coordinated obey to the same relations;

b) the vectors u and i appear as parameters because they are not allowed to vary.

Now, we calculate the first virtual variation of the action integral of the modified Lagrangian imposing that the virtual variations of the generalized coordinated vanish at both ends, $t = t_1$ and $t = t_2$. Then we can write

$$\begin{aligned} \delta \int_{t_1}^{t_2} [\mathcal{L} + \mathcal{A}_E] dt &= \int_{t_1}^{t_2} [\delta \mathcal{L} + \delta \mathcal{A}_E] dt = \\ &= \int_{t_1}^{t_2} [f_D^T \delta q_D + f_R^T \delta q_R + f_L^T \delta q_L] dt, \end{aligned} \quad (3)$$

where f_D, f_R, f_L are the *thermodynamic forces* associated respectively with the vector $\delta q_D, \delta q_E, \delta q_L$.

Next, we calculate the virtual variation of the content $\mathcal{G}$ and get

$$\delta \mathcal{G} = \underline{f}_D^T \delta i_D + \underline{f}_R^T \delta i_R + \underline{f}_L^T \delta i_L,$$

where $\underline{f}_D, \underline{f}_R, \underline{f}_L$ are the *dissipative forces* associated respectively with the vectors $\delta i_D, \delta i_R, \delta i_L$. From the calculations it results that $\underline{f}_D = 0$

Equating the thermodynamic forces to the dissipative ones (corresponding to the same generalized coordinate vector) we get the motion equation of a RLC network in an electric charge basis. The development is given in [11].

3. The hybrid description of a network

The previous way to describe the motion of a network could be called a *homogeneous description* because only q and $\dot{q}$ are used (Lagrangian description). We choose another way to obtain a hybrid description as it is shown below.

Let us write the components of (3) that with remain unchanged

$$\begin{aligned} \int_{t_1}^{t_2} \delta T^* dt &= - \int_{t_1}^{t_2} \left\{ \frac{d}{dt} [\psi_L^T] - \frac{d}{dt} [\psi_F^T F_{TL}] \right\} \delta q_L dt, \\ \int_{t_1}^{t_2} \delta \mathcal{A}_E dt &= \int_{t_1}^{t_2} [u_E^T F_{ED} \delta q_D + u_E^T F_{ER} \delta q_R + u_E^T F_{EL} \delta q_L] dt, \\ \int_{t_1}^{t_2} \delta U_D dt &= \int_{t_1}^{t_2} u_D^T \delta q_L dt. \end{aligned}$$

The component that will be reworked is the variation of U_C . To this end we shall use the basic relation that holds between the energy and the coenergy for the case when the circuit elements (here the capacitors) are described by C^2 strictly monotone relationships

$$U_C^*(q_C) + U_C^*(u_C) = u_C^T q_C, \quad (4)$$

where

$$U_C^*(u_C) = \int_0^{u_C} q_C^T(u_C) \delta u_C \quad (5)$$

is the coenergy associated with the tree-capacitors.

By taking the virtual variation of both members of (4) we get

$$\begin{aligned} -\delta U_C &= \delta U_C^*(u_C) - u_C^T \delta q_C - q_C^T \delta u_C = \\ &= \frac{\partial U_C^*}{\partial u_C} \delta \psi_C - u_C^T \delta q_C - q_C^T \delta \psi_C. \end{aligned} \quad (6)$$

Then we make a Legendre-like transformation on δU_D in order to express it in terms of δq_C and $\delta \psi_C$. We obtain

$$\begin{aligned} -\delta U &= \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial U_C^*}{\partial u} \delta \psi_C \right] - \frac{d}{dt} \left[\frac{\partial U_C^*}{\partial u_C} \right] \delta \psi_C - u_C^T \delta q_C + \\ &+ \frac{d}{dt} [q_C] \delta \psi_C - \frac{d}{dt} [q_C \delta \psi_C]. \end{aligned} \quad (7)$$

Let us now integrate the virtual variation of $\mathcal{L} + \mathcal{A}_E$, with δU_C expressed as in (7), and impose that $\delta \psi_C$ vanishes at both ends also.

By use of (1) and of the partition of F we get finally

$$\int_{t_1}^{t_2} \delta [\mathcal{L} + \mathcal{A}_E] dt = \int_{t_1}^{t_2} [f_D^T \delta q_D + f_R^T \delta q_R + f_L^T \delta q_L + f_C^T \delta \psi_C] dt,$$

where the four thermodynamic forces are given by

$$\begin{aligned} f_D &= -u_D + F_{CD}^T u_C + F_{ED}^T u_L, \\ f_R &= F_{CR}^T u_C + F_{ER}^T u_E, \end{aligned} \quad (8)$$

$$f_L = -\frac{d}{dt} [\psi_L] + F_{GL}^T \frac{d}{dt} [\psi_G] + F_{CL}^T u_C + F_{EL}^T u_L, \quad (8)$$

$$f_C = -\frac{d}{dt} [q_C] - F_{CD} \frac{d}{dt} [q_D] - F_{CR} i_R - F_{CL} i_L - F_{CJ} i_J.$$

We remark that by this Legendre transformation a new thermodynamic force f_C has been introduced.

On the other hand the virtual differential of $\mathcal{G}$ can be written

$$\delta \mathcal{G} = \underline{f}_D^T \delta i_D + \underline{f}_R^T \delta i_R + \underline{f}_L^T \delta i_L + \underline{f}_C^T \delta u_C,$$

where

$$\underline{f}_D = 0, \quad \underline{f}_C = 0, \quad \underline{f}_R = u_R - F_{GR}^T u_G, \quad \underline{f}_L = -F_{GL}^T u_G. \quad (9)$$

We assume that the motion equation is also given by equating the thermodynamic forces to the dissipative ones. Therefore for the motion equation we get

$$f_E = 0, \quad f_C = 0, \quad f_R = \underline{f}_R, \quad f_L = \underline{f}_L, \quad (10)$$

which can be written as follows

$$\begin{aligned} \text{a) } u_D &= F_{CD}^T u_C + F_{ED}^T u_E, \\ \text{b) } u_R &= F_{ER}^T u_E + F_{CR}^T u_C + F_{GR}^T u_G, \\ \text{c) } \frac{d}{dt} [q_C] + F_{CD} \frac{d}{dt} [q_D] &= -F_{CR} i_R - F_{CL} i_L - F_{CJ} i_J, \\ \text{d) } \frac{d}{dt} [\psi_L] - F_{GL}^T \frac{d}{dt} [\psi_R] &= F_{GL}^T u_G + F_{EL}^T u_E + F_{EL}^T u_E. \end{aligned} \quad (11)$$

We remark that (11a) expresses the link-capacitor voltages through the voltage basis whereas (11b) gives the link-resistor voltage through the same basis.

In order to obtain a true system of equations we must use the constitutive relationships of the network elements.

For capacitors we have

$$q_C = \tilde{q}_C(u_C), \quad q_D = \tilde{q}_D(u_D) = \tilde{q}_D \circ (F_{CD}^T u_C + F_{ED}^T u_E), \quad (12)$$

where $\circ$ denotes the composition of two mappings.

For inductors we have

$$\psi_L = \tilde{\psi}_L(i_L), \quad \psi_R = \tilde{\psi}_R(i_R) = \tilde{\psi}_R \circ (-F_{GL} i_L - F_{RJ} i_J). \quad (13)$$

For resistors we have

$$\begin{aligned} u_G &= r_i(i_G) = r_i \circ (-F_{GR} i_R - F_{GL} i_L - F_{GJ} i_J), \\ i_R &= g_i(u_R) = g_i \circ (F_{ER}^T u_E + F_{CR}^T u_C + F_{GR}^T u_G). \end{aligned} \quad (14)$$

If $F_{GR} = 0$ the network is said to be complete. In such a situation the system of equation (14) is no longer implicit but an explicit.

Now, denoting (the system is assumed to be time-invariant)

$$L_i = \frac{\partial \tilde{\psi}_L}{\partial i_L}, \quad L_i = \frac{\partial \tilde{\psi}_R}{\partial i_R}, \quad C_i = \frac{\partial \tilde{q}_D}{\partial u_C}, \quad C_i = \frac{\partial \tilde{q}_D}{\partial u_D}, \quad (15)$$

the equations (11c) and (11d) become

$$\begin{aligned} \text{a) } [C_i(u_C) + F_{CD} C_i \circ (F_{CD}^T u_C + F_{ED}^T u_E) F_{CD}] \frac{dq_C}{dt} = \\ = -F_{CR} i_R - F_{CL} i_L - F_{CJ} i_J - F_{CD} C_i \circ (F_{CD}^T u_C + \\ + F_{ED}^T u_E) F_{ED}^T \frac{du_E}{dt}, \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{b) } L_i(i_L) + F_{\Gamma L}^T L_i \circ (-F_{\Gamma L} i_L - F_{\Gamma J} i_J) F_{\Gamma L} \frac{di_L}{dt} = \\ = F_{GL}^T u_G + F_{CL}^T u_C + F_{EL}^T u_E - F_{\Gamma L}^T L_i \circ (-F_{\Gamma L} i_L - F_{\Gamma J} i_J) F_{\Gamma J} \frac{di_J}{dt}. \end{aligned}$$

4. The generalized Brayton-Moser potential

If one looks at (16) it states that if some potential $\mathcal{P}$ exists then for (16b) one must take its partial derivative with respect to i but with the sign minus. The only terms that give rise to difficulties in finding their potential are the first terms in each equation taking into account their expanded form, see (14). Therefore one must inquire if the differential

$$\delta \mathcal{P} = A^T \delta u_C - B^T \delta i_L \quad (17)$$

with

$$A = F_{CR} i_R + F_{CL} i_L + F_{CJ} i_J,$$

$$B = F_{GL}^T u_G + F_{CL}^T u_C + F_{EL}^T u_E,$$

is a perfect one.

We have investigated extensively this problem in (12) and (13) by use of the implicit function theorem, [15], and that of the existence of a potential function, [8]. A useful criterion for the existence of $\mathcal{P}$ is the fulfillment of the following conditions: a) r_i and g_i are diagonal mappings; b) their entries are C^2 monotone increasing functions with the derivative nonvanishing. In the particular case when all resistors are linear and positive these requirements are fulfilled. The potential $\mathcal{P}$ defined by (17), if it exists, will be called the *generalized Brayton-Moser potential*.

Assuming that $\mathcal{P}$ exists (16) become

$$\begin{aligned} [C_l(u_c) + F_{CD} C_l \circ (F_{CD}^T u_c + F_{ED}^T u_E) F_{CD}^T] \frac{du_c}{dt} = \\ = - \left[\frac{\partial \mathcal{P}}{\partial u} \right]^T - F_{CD} C_l \circ (F_{CD}^T u_c + F_{ED}^T u_E) F_{ED}^T \frac{du_E}{dt}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} [L_l(i_L) + F_{GL}^T L_l \circ (-F_{GL} i_L - F_{GJ} i_J) F_{GL}] \frac{di_L}{dt} = \\ = - \left[\frac{\partial \mathcal{P}}{\partial i_L} \right] - F_{GL}^T L_l \circ (-F_{GL} i_L - F_{GJ} i_J) F_{GJ} \frac{di_J}{dt}, \end{aligned}$$

which constitute the most general form of the B—M equations for non linear time-invariant noncomplete with excess elements networks.

5. Conclusions

A new way to obtain the B—M equations has been given. It comes from a true and extended variational principle by using three main facts : a) the vanishing of the virtual variations of the generalized coordinates at both ends ; b) by equations the thermodynamic forces to the dissipative ones ; c) the introduction of a new coordinate vector by means a Legendre like transformation .

REFERENCES

1. N. Balabanian, *Th. Bickart.*, Electrical network theory. New York, John Wiley, 1969.
2. R. K. Brayton, J. K. Moser, A theory of nonlinear networks. *Quart. of Appl. Math.*, XXII, 1964, p. I, april No. 1, pp. 1—33, p. II, july No. 2, pp. 81—104.
3. J. O. Flower, *Proc. of the IEEE (letters)*, Vol. 57, No. 10, 1968, pp. 1721—1722.
4. J. O. Flower, *Proc. of the IEEE (Letters)*, Vol. 57, No. 12, 1968, pp. 1735—1736.
5. A. G. J. MacFarlane, *Int. Journ. of Control*, 1967, Vol. 5, No. 2, pp. 145—161.
6. A. G. J. MacFarlane, *Int. Journal of Control*, 1970, Vol. 11, No. 3, pp. 449—470.
7. F. M. Massimo, H. G. Kwatny, I. Y. Bahar, *Journ. of the Franklin Inst.*, 1980, Vol. 310, No. 4/5, pp. 259—269.
8. I. M. Ortega, W. C. Rheinboldt, *Iterative solutions of nonlinear equations in several variables*. New York, Academic Press, 1970.
9. D. Stanomir, *Description of electrical networks by variational methods*. Polytechnica Inst. Jassy, Special Issue, 1977, pp. 15—22.
10. D. Stanomir, *Bull. Inst. Politehnic Bucuresti*, XLII, 1, 1980, pp. 99—108.
11. D. Stanomir, *Bull. Inst. Politehnic Bucuresti*, XLII, 1980, 4, pp. 54—62.
12. D. Stanomir, *Rév. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ.*, Vol. 27, No. 1, pp. 63—70.
13. D. Stanomir, *Rév. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ.*, Vol. 29, No. 1, pp. 31—38.
14. D. Stanomir, *Teoria fizică a sistemelor electromecanice*, Bucuresti, Editura Academiei R.S.R., 1982.
15. M. M. Vainberg, *Funktsionalnii analiz*. Moskva. Prosveshchenie, 1979.

Analiza variațională a rețelelor electrice neliniare.

III. Ecuațiile Brayton-Moser

În lucrare este prezentată o cale cu totul nouă de deducere variațională a ecuațiilor Brayton Moser pentru circuitele electrice neliniare și invariante în timp. Rețelele considerate sînt necomplete și cu elemente în exces. La baza deducerii ecuațiilor stă o transformare de tip Legendre, diferită de cea folosită în tratarea variațională din mecanică. Articolul reprezintă ultima parte a unui grup de lucrări consacrate tratării variaționale a circuitelor electrice.

RADIORELEU PENTRU TRANSMISIA DE DATE CU VITEZA DE 2 MBIT/s*)

D. DASCĂLU, I. COSTEA T. TEBEANU

A. SPORNIC, A. ZAMFIR, AL. BOIANU**

În lucrare se prezintă construcția unui radio digital de microunde care asigură transmisia cu viteza de 2 Mbit/s. Emițătorul folosește o diodă IMPATT cu siliciu și o modulare în amplitudine (on-off) cu diodă PIN. Receptorul este de tip superheterodină. Cu acest sistem s-au făcut experiențe de transmisie de date și de voce prin intermediul unui multiplexor.

1. Introducere

Transmisiile digitale (numerice) pe purtătoare de microunde reprezintă un domeniu major al telecomunicațiilor moderne.

Transmisia digitală are avantaje cunoscute: regenerarea semnalelor la fiecare repetor al unui lanț de transmisie; procesarea identică a semnalelor indiferent de natura informației pe care o poartă; utilizarea tehnicilor digitale care beneficiază de progresul rapid al componentelor electronice integrate [1]—[3].

Dezavantajul important al transmisiei sub formă numerică a semnalelor esențial analogice (audio sau video) constă în lărgimea comparativ mare a benzii de frecvență ocupate. Utilizarea unor frecvențe purtătoare din ce în ce mai ridicate pentru canale de transmisie de mare capacitate este inevitabilă. În momentul de față se folosesc larg frecvențe care corespund domeniului microundelor (convențional frecvențe peste 1 GHz, lungimi de undă sub 30 cm). Condițiile de propagare impun amplasarea stațiilor de emisie/recepție în linie de vizibilitate directă. Sateliții de telecomunicații sînt și ei folosiți ca stații de retransmisie. În prezent există

* Comunicare la Simpozionul Național de Electronică aplicată, Institutul Politehnic București, aprilie 1981.

** Conf. dr. ing.; Șef lucrări dr. ing.; Șef. lucrări. dr. ing. catedra Dispozitive; Ing., IIRUC); Ing.; Ing., ICE.

stații radioreleu terestre relativ ieftine și de dimensiuni reduse, realizate în întregime cu semiconductori, care lucrează în gama undelor centimetrice.

Experiențele raportate aici reprezintă continuarea unor încercări ale aceluiași colectiv de a realiza transmisii digitale (și în particular interconectarea calculatoarelor) pe purtătoare de micorunde, la frecvențe de ordinul a 10 GHz, cu ajutorul unor echipamente simple care utilizează în principal dispozitive semiconductoare fabricate în țară [4]—[6].

Pentru prima oară s-a reușit transmisia la distanțe și cu viteze care corespund unor echipamente de tip radioreleu. Detalii de construcție și experimentare se prezintă în cele ce urmează.

2. Emițătorul

Sistemul experimentat constă dintr-un emițător pe o frecvență de 9,8—10 GHz și cu receptor de tip superheterodină. Structura emițătorului este indicată în fig. 1 Este folosit un oscilator liber cu diodă IMPATT. Diodele IMPATT [7] sînt fabricate la IPRS—Băneasa [8], [9] și pot furniza puteri de 0,5 W în undă continuă, în banda 8—12 GHz. Oscilatorul este de tip cu ghid dreptunghiular și tijă cu cap rezonant și permite acordul mecanic pe frecvența dorită [10], [11].

Modularea se face cu ajutorul unei diode PIN de microunde realizată la CCSIT—S. Modulatorul este separat de oscilator printr-un izolator fabricat la ICSITE. În funcție de frecvență și regimul de lucru al oscilatorului oscilația modulată poate avea spectre diferite. Obținerea unei

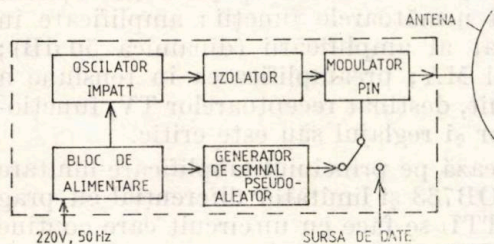


Fig. 1

modulație cu deviație de frecvență (de 20—25 MHz) mai mare decât banda receptorului.

Frecvența de modulație maximă a fost de ordinul a cîteva MHz. Receptorul a putut funcționa cu semnale modulatorie undă dreptunghiulară cu frecvența pînă la 3—4 MHz.

Datele sînt acceptate de canalul de comunicație sub formă serială, la nivel TTL, pe cablu coaxial. Emițătorul conține și un generator de semnal pseudoaleator care simulează transmisia numerică și permite experimentarea sistemului.

Întregul emițător, cu sursele proprii de alimentare, este asamblat într-o carcasă de cameră TV, prevăzută cu ventilație. Ieșirea la antenă

oscilații MA este dificilă, necesitînd fie o izolare foarte bună a modulatorului, fie o proiectare îngrijită a acestuia, astfel încît comutarea diodei PIN să nu modifice frecvența de lucru a oscilatorului (și să nu apară o modulație „parazită” în frecvență). Ca o situație extremă s-a folosit și o

se face pe ghid dreptunghiular R100. Puterea de vîrf măsurată la ieșire a fost de circa 150 mW (aproximativ 22 dBm).

3. Receptorul

Schema bloc a receptorului folosit (de tip superheterodină) este reprezentată în fig. 2. De la antenă, pe ghid dreptunghiular R100 se ajunge la un mixer ortogonal echilibrat, cu autopolarizare. Diodele de mixare, utilizate au fost cu germaniu, cu contact punctiform, de tip D403 B (U.R.S.S.). S-a folosit un oscilator local cu diodă Gunn care furnizează o putere de cîțiva mW la o frecvență care poate fi ajustată mecanic într-o plajă de ordinul sutelor de MHz. Adaptarea cavității mixerului (pentru a obține un semnal de polarizare suficient de mare de la oscilatorul local) se face cu ajutorul unui șurub de acord.

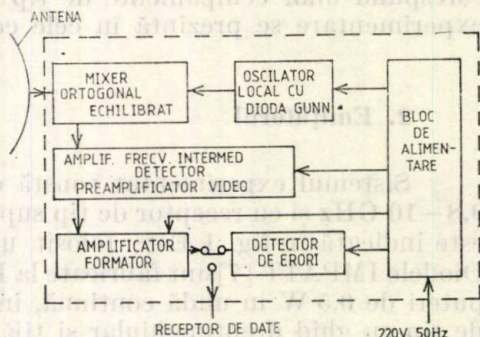


Fig. 2

Circuitul de intrare este acordat pe o frecvență de 60 MHz. Preamplificarea semnalului de frecvență intermediară este realizată de un etaj cu TEC. Urmează un filtru trece bandă (10 MHz) și un amplificator de radiofrecvență integrat de tip ROB703. Semnalul amplificat este aplicat circuitului TDA440 care realizează următoarele funcții: amplificare în tensiune (55 dB); reglajul automat al amplificării (dinamică 50 dB); demodularea sincronă a semnalului MA; preamplificarea în tensiune a semnalului video (6 dB). Acest circuit, destinat receptoarelor TV, funcționează aici la limitele performanțelor și reglajul său este critic.

Amplificatorul video funcționează pe principiul amplificare-limitare și conține în principal un circuit ROB733 și limitator diferențial cu prag reglabil. Regenerarea impulsurilor TTL se face cu un circuit care conține un monostabil integrat și porți NAND [12.]

Receptorul mai conține (în aceeași carcasă) sursele de alimentare și un circuit special de testare care recunoaște secvența pseudoaleatoare de la emisie și numără eventualele erori, acordul heterodinei etc.

4. Rezultatele experimentale

Măsurătorile de laborator au indicat o sensibilitate a receptorului de circa -70 dBm și ca urmare un câștig al sistemului emițător-receptor de ordinul a 92 dB.

Pentru experimentările de pe teren, făcute cu concursul Radioteleviziunii Române, s-au folosit antene parabolice cu diametrul de 1,2 m și un câștig orientativ de 35–38 dB. Este probabilă o pierdere de semnal

datorită cuplajelor între blocurile de radiofrecvență și antenă. Acceptînd ca un câștig global pentru ambele antene de circa 60 dB, sistemul poate acoperi o atenuare de propagare de ordinul a 150 dB. Această estimare este plauzibilă. Unele experiențe la distanța de 3,2 km (atenuare în spațiu liber circa 120 dB) au indicat o recepție stabilă, fără erori, cu o atenuare suplimentară de 20 dB introdusă în mod intenționat între emițător și antenă.

Experiențele de transmisie (martie, aprilie 1981) au avut loc în București, între diverse amplasamente, distanța maximă de transmisie efectivă fiind de circa 5,4 km (între telecentrul RTV și CCSIT—S, la Băneasa). Alinierea antenelor s-a făcut fără dificultăți. Transmisia a fost stabilă, re acordarea receptorului fiind necesară de regulă numai pînă la stabilirea regimului termic staționar. Testarea cu control de erori s-a făcut la o frecvență a impulsurilor de 50 și 250 KHz.

S-au înregistrat rafale de erori numai la intervale mari de timp (de ordinul minutelor), ceea ce a permis să se tragă concluzia că funcționarea sistemului este esențial corectă. Măsurarea ratei de eroare în experimente de durată, cu estimarea efectului condițiilor meteorologice sau al perturbărilor, urmează a fi efectuată ulterior.

Frecvența maximă a impulsurilor transmise a fost de circa 2 MHz (generator de impulsuri la emisie, osciloscop la recepție).

Între 20 și 23 aprilie au avut loc experiențele finale, cu emițătorul instalat pe clădirea CIETC/FEPER din platforma Pipera și receptorul — pe clădirea MICM din Calea Victoriei. S-au transmis date (de la consolă pe un display) și semnal analogic (voce). Transmisia a avut loc prin intermediul unui multiplexor/demultiplexor, pe unul din canale. S-a folosit o modulație în durată (poziție) a unor impulsuri cu durata de 1 μ s (cite unul pentru fiecare canal). S-au intercalat și tronsoane de comunicație pe fibră optică. Toate echipamentele (dintre care unele de concepție proprie) folosite împreună cu sistemul de microunde prezentat aici au fost furnizate de colectivul FELLAS (dr. ing. V. Doicaru) din Întreprinderea de calculatoare electronice.

Concluzii

Se comunică realizarea în Institutul Politehnic București a unui sistem emisie-recepție pentru transmisii digitale cu viteze pînă la 2 Mbiți/s. Principalul element de noutate îl constituie utilizarea diodei IMPATT pentru echiparea acestui sistem de transmisie prin microunde. Pentru prima oară un sistem realizat în țară permite o legătură radio pe o frecvență atît de ridicată (circa 10 GHz). Majoritatea componentelor electronice folosite sînt indigene. Sistemul poate fi ameliorat pentru a mări stabilitatea frecvenței și rata de transmisie (care corespunde în prezent unui radioreleu digital cu 30 de căi telefonice).

Interconectarea efectivă a unor echipamente de calcul necesită o transmisie duplex, la care se lucrează în prezent.

Mulțumiri

Autorii subliniază ajutorul esențial primit din partea Radioteleviziunii Romane (colectiv ing. Victor Ștefan) în experimentarea pe teren.

Notă

Cercetarea raportată aici a continuat [13]—[15] cu realizarea sistemului full-duplex „Delta 211” (9,8—10 GHz, 2 Mbiți/s) care a devenit operațional în 1984 [16]—[18]. Acesta este primul echipament radio SHF conceput în țară (la ICRET s-au fabricat pe bază de licență radiorelele analogice în banda de 6 GHz și este în curs de asimilare radioreleul de 2 GHz, 8 Mbiți/s, prototip omologat de ICPTTe în 1982).

În prezent sint în curs de execuție în IPB (colaborare cu IAUC ș.a.) primele sisteme „Delta 232” — radiorelele de 2 Mbiți/s în banda de 11 GHz. Acestea cuprind și echipamente de linie care asigură interfața cu echipamente de calcul.

BIBLIOGRAFIE

1. M. P. Ristenbatt, Proc. IEEE, 61, 703—721 (1973).
2. Gh. Cartianu, „Viitorul electronicii și informaticii”, Ed., Acad., București, 1979, pp. 125—130.
3. Adelaida Mateescu, „Viitorul electronicii și informaticii”, Ed. Acad., București, 1979 pp. 136—146.
4. D. Dascălu, I. Costea, T. Tebeanu, „Utilizarea diodelor IMPATT cu siliciu în interconectarea calculatoarelor pe purtătoare de microunde”, comunicare la al V-lea Simpozion de informatică și conducere, Cluj-Napoca, 9—12 mai 1979.
5. T. Tebeanu, I. Costea, D. Dascălu, Bul. Inst. Politehn. București, seria Electronică, 41, Nr. 4, pp. 37—43 (1979).
6. D. Dascălu, I. Costea, T. Tebeanu, A. Zamfir., Al. Boian, „Experimentarea unui sistem de interconectare a calculatoarelor pe purtătoare de microunde, comunicare la Ses. Șt. a Academiei din dec. 1979 apărută în „Progrese în electronică și informatică (Probleme de automatizare, vol. 13), pp. 7986, Ed. Academiei, București, 1983.
7. D. Dascălu, „Electronic progresses in unipolar solid-state devices”, Ed. Academiei, București. Abacus Press, Tunbridge Wells, Kent, 1977.
8. N. Marin, D. Dascălu, „Low-cost fabrication and testing of power silicon IMPATT diodes”, Proc. of the V National Conf. Microwave Solid-St. Electron., 27—30 oct. 1980, Gdansk, Poland.
9. D. Dascălu, T. Tebeanu, „Dioda IMPATT de medie putere: proiectare, caracterizare și experimentare în circuit. Prototip”, Raport de cercetare, I.P.B., decembrie 1980.
10. I. Costea, Brevet de invenție OSIM Nr. 61.000, iunie 1976.
11. D. Dascălu, N. Marin, „Oscilatoare de microunde cu diode IMPATT de putere”, comunic. la a VII-a Ses. Șt. Inst. Marină „Mireea cel Bătin”, Constanța, 7—8 iunie 1980.
12. A. Spornic, „Receptor de microunde cu modulație în impulsuri”, Sesiunea de Comunicări șt. a stud. și cadrelor did. din Inst. Politehn., București, 18—19 aprilie 1981.
13. D. Dascălu, T. Tebeanu, N. Marin, Bul. Politehn., Buc., Seria Electrotehnică, 43, Nr. 4, pp. 81—85 (1981).

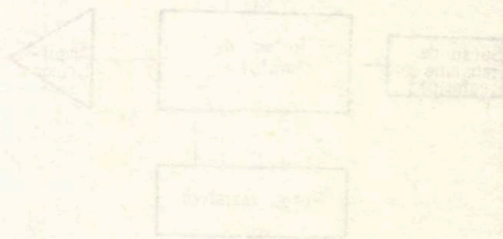
14. D. Dascălu, T. Tebeanu, R. Dragomir, A. Spornic, „Concepția unui sistem duplex de transmisie digitală pe purtătoare de microunde”, Comunic. la Ses. jubiliară de Comunic. șt., Inst. Politehn., Buc., dec. 1981.
15. A. Spornic, I. Costea, Bul. Inst. Politehn. Buc., Seria Electrotehnică, 43, Nr. 4, 87—93.
16. D. Dascălu, A. Spornic, T. Tebeanu, R. Cacoveanu, D. Opreșescu, A. Ioachim, E. Lojewski, D. Ciurea, Al. Boian, R. Ștefan, I. Cpriș, comunicare la Telec. and Control Conference ((TELECON'84), Hakidiki, Grecia, august 1984.
17. D. Dascălu, T. Tebeanu, A. Spornic, R. Cacoveanu „Concepția și experimentarea unui radioreleu digital în SHF — perspective de dezvoltare în domeniu”, comunicare la CAS'84, Timișul de Sus, oct. 1984 (pp. 207—210 în volumul lucrărilor CAS).
18. D. Dascălu, T. Tebeanu, A. Spornic, R. Cacoveanu, „Experimentări ale sistemului i digital de transmisie Delta 211”, Comunicare la CNETAC, IPB, nov. 1984 (apare în volum).

Microwave Radio for Data Transmission at 2 MBIT/s

A microwave digital radio for data transmission at 2 Mbit/s is presented. The transmitter utilizes a silicon IMPATT diode and amplitude (on-off) modulation through a PIN diode. The receiver is superheterodyne-type. Data and voice transmissions were experimented by using a multiplexer.

1. Introducere

Rețeaua de comunicații este o componentă esențială a sistemelor de comunicații. Într-o rețea de comunicații, informația este transmisă de la un emițător la un receptor. Pentru a realiza o rețea de comunicații, este necesar să se utilizeze un mijloc de transmisie. În cazul radioreleului, mijlocul de transmisie este unda radio. Radioreleul este un mijloc de transmisie care permite comunicarea la distanță fără cablu. Radioreleul este utilizat în multe domenii, cum ar fi telecomunicații, navigație, medicină, etc. În acest articol, vom prezenta un radioreleu digital pentru transmisia de date la 2 Mbit/s. Radioreleul este compus dintr-un emițător și un receptor. Emițătorul este format dintr-un oscilator, un amplificator și un modulator. Receptorul este format dintr-un antenă, un amplificator și un demodulator. Radioreleul este proiectat să funcționeze în banda de microunde. Avantajele radioreleului sunt: portabilitate, flexibilitate, securitate și fiabilitate. Dezavantajele radioreleului sunt: costuri ridicate, interferențe și limitări de putere. Radioreleul este un mijloc de transmisie care va deveni din ce în ce mai important în viitor.



integrați rapizi și de precizie pentru realizarea conversiei digital-analogice. Fiecare dintre aceste circuite includ câte 4 comutatori de curent controlați logic pe un singur chip. Valoarea fiecăruia dintre acești curenți comutabili este determinată de o rezistență externă de precizie și ponderată de către bitul care o comandă. În acest fel, curentul de ieșire I_{out} , reprezentând combinația curenților comandați, va fi proporțional cu numărul binar reprezentat de nivelele logice aplicate la intrare. Folosind această metodă, informația reprezentată sub formă digitală și aplicată ca număr binar la intrările logice poate fi convertită în formă analogică în valoarea curentului de ieșire.

Prezenta cercetare urmărește următoarele: a) proiectarea și realizarea unor comutatoare cuaduple de curent integrate în tehnologia standard bipolară βA 8018; b) proiectarea și realizarea rețelei rezistive utilizând tehnologia straturilor subțiri; c) proiectarea și realizarea unor convertoare de 12 biți utilizând subansamblele precedente.

Terminologie, parametri, caracteristici

În orice discuție referitoare la convertoare D—A este necesar să se definească și să se clarifice termenii întâlniți mai frecvent.

Rezoluția unui convertor D—A se referă la numărul de intrări logice folosit pentru controlul ieșirii analogice. De exemplu un convertor D—A

care folosește 2 surse cuaduple de curent este un convertor de $2 \cdot 4 = 8$ biți. Dacă se folosește 3 surse cuaduple se poate obține un convertor de $3 \cdot 4 = 12$ biți. Rezoluția determină numărul de nivele analogice posibile la ieșire, de exemplu un convertor de 4 biți poate avea $2^4 = 16$ nivele de ieșire diferite (Figura 2) fiecare corespunzând unui anumit cuvânt logic aplicat la intrare. Rezoluția poate fi exprimată și ca valoare a variației standard minime a mărimii analogice de ieșire. Astfel pentru un

Intrare logică	Curentul nominal de ieșire (mA)
0 0 0 0	1,875
0 0 0 1	1,750
0 0 1 0	1,625
0 0 1 1	1,500
0 1 0 0	1,375
0 1 0 1	1,250
0 1 1 0	1,125
0 1 1 1	1,000
1 0 0 0	0,875
1 0 0 1	0,750
1 0 1 0	0,625
1 0 1 1	0,500
1 1 0 0	0,375
1 1 0 1	0,250
1 1 1 0	0,125
1 1 1 1	0,000

Fig. 2. — Tabelă de adevăr pentru un convertor de 12 biți.

convertor de n biți (2^n nivele de ieșire) valoarea minimă a variației tensiunii de ieșire, care corespunde deci unei succesiuni de două numere logice consecutive la intrare este de $1/2^n$ din valoarea capului de scală.

Se observă că valoarea maximă a curentului de ieșire a unui cuad este $1 + 1/2 + 1/4 + 1/8 = 1 + 7/8 = 1,875$ mA. Pentru un număr mai mare de biți se adaugă în continuare $1/16 + 1/32 + 1/64 \dots$ iar la limită

valoarea maximă a curentului de ieșire tinde spre 2mA. Această valoare limită poartă denumirea de *cap de scală*. Valoarea maximă a ieșirii este întotdeauna mai mică decât capul de scală cu cel mai puțin semnificativ bit (LSB). Pentru un convertor de 12 biți (rezoluție 1 parte la 4096) și pentru un cap de scală de 10 V, valoarea maximă a tensiunii de ieșire este $(4095/4096) \times 10$ V. Deoarece aceste două valori sînt foarte apropiate pentru sistemele cu rezoluție ridicată cei doi termeni deseori se confundă.

Precizia unui convertor D/A reprezintă cea mai mare eroare a orică-rui nivel de ieșire față de valoarea sa nominală. Precizia sau eroarea absolută este exprimată deseori ca un procent din capul de scală.

Liniaritatea exprimă eroarea maximă sub forma unei deviații față de cea mai bună aproximație liniară care trece prin toate nivelele posibile ale ieșirii. Liniaritatea este legată de precizie prin intermediul factorului de scală și tensiunii de ieșire de decalaj. Dacă factorul de scală are exact valoarea nominală și dacă tensiunea de ieșire de decalaj este ajustată la zero, precizia și liniaritatea sînt identice. Liniaritatea este în mod uzual între $\pm 1/2$ LSB celei mai bune aproximații liniare.

O altă proprietate dorită pentru convertoarele D/A este *monotonicitatea*. Aceasta pur și simplu implică faptul că fiecare nivel de ieșire să fie mai mare decît precedentul. Unul dintre cazurile cele mai defavorabile apare cînd ieșirea trece din starea cu MSB—OFF și toți ceilalți biți ON la nivelul următor în care MSB este ON și toți ceilalți biți OFF, adică de la 10.000... la 01111...

În aplicațiile în care comutatorul cuadruplu de curent comandă un amplificator de transconductanță (convertor curent-tensiune) răspunsul tranzistoriu este aproape în mod exclusiv determinat de amplificatorul de ieșire. Dacă curentul de ieșire al comutatorului cuadruplu se închide direct printr-o rezistență la masă este util să se definească încă doi parametri timpul de comutare și timpul de stabilire.

Timpul de stabilire în funcție de
timpul de creștere
(cu sarcină rezistivă)

Rezoluția în biți	Eroarea procentuală corespunzătoare la $\pm 1/2$ LSB	Numărul constantelor de timp	Numărul timpilor de creștere
8	0,2 %	6,2	2,8
10	0,05%	7,6	3,4
12	0,01%	9,2	4,2

$$\text{Timp de creștere (10\%—90\%)} = 2,2 R_L C_{ef}$$

Fig. 3. — Determinarea timpului de stabilire din timpul de creștere.

Timpul de comutare este familiarul timp de creștere între 10 % și 90 %. Măsurarea sa implică utilizarea unor sonde de osciloscop de capacitate mică pentru a evita mascarea vitezei de lucru mari a surselor de curent.

Timpul de stabilire este timpul scurs de la aplicarea unui impuls de comandă rapid pînă la momentul în care tensiunea de ieșire s-a stabilizat sau a atins valoarea sa finală în limitele de precizie specificate. Această limită a preciziei trebuie să fie în concordanță cu rezoluția convertorului măsurat.

De obicei timpul de stabilire se consideră atins în momentul în care tensiunea de ieșire s-a stabilizat în limitele $\pm 1/2$ LSB pentru un convertor de N biți. Deoarece la $\beta A8018$ colectorii tranzistoarelor comutatoare sînt legați împreună, capacitatea de ieșire este constantă. Rezultă că răspunsul tranzistoriu urmează o lege exponențială. Timpii de stabilire calculați din timpii de comutație măsurați sînt precizați în tabelul din figura 3.

II. Funcționarea circuitului

În figura 4 se arată un convertor realizat cu comutatorul cuadruplu de curent $\beta A8018$ realizat sub formă integrată. Acest circuit îndeplinește două funcții. Pe de o parte furnizează curenți foarte preciși și pe altă parte realizează comutarea acestor curenți în concordanță cu semnalul logic aplicat la intrare. Utilizarea unei surse de referință V_{ref} foarte stabile și a unei rezistențe de precizie R_s permite obținerea unui curent de referință $I_{ref} = 125 \mu A$. Amplificatorul operațional K_1 , avînd o tensiune de decalaj foarte mică și curent de polarizare de asemenea foarte mic, împreună cu tranzistorul de referință Q_6 inclus în circuitul integrat, care lucrează cu un curent de colector egal cu I_{ref} , stabilesc tensiunea pe bazele tranzistoarelor $Q_7 - Q_{10}$. Curentul de emitor al lui Q_6 , reprezentînd suma dintre curentul de referință I_{ref} și curentul de bază I_{b_6} , de foarte mică valoare, determină o cădere de tensiune ușor mai mare de 10 V pe rezistență de 80 k Ω din emitorul lui Q_6 . Deoarece această rezistență este conectată la -15 V, tensiunea pe emitorul lui Q_6 este în jur de -5 V și deci tensiunea pe linia bazelor față de masă este cu U_{BE} mai pozitivă, deci de o valoare în jur de $-4,35$ V.

La linia bazelor sînt conectați și tranzistorii comutatori $Q_7 - Q_{10}$. Emitoarele acestor tranzistoare sînt legate prin rezistențe ponderate de precizie tot la -15 V, curenții lor de colector insumîndu-se în punctul 8. Deoarece toți tranzistorii $Q_6 - Q_{10}$ sînt astfel proiectați încît să aibă tensiuni bază emitor egale, rezultă că pe toate rezistențele din emitor vor fi căderi de tensiune de asemenea egale. Această tensiune constantă, împreună cu rezistențele precise din emitoare, determină valoarea exactă a curenților de ieșire comutabili. Rezistența de emitor a lui Q_7 este egală cu cea a lui Q_6 , și de aceea curentul de colector a lui Q_7 va fi tot I_{ref} , respectiv $125 \mu A$. Q_8 are o rezistență de emitor de 40 k Ω astfel încît curentul său de colector va fi dublu curentului I_{ref} , respectiv $250 \mu A$. Utilizînd același raționament rezultă că tranzistoarele Q_9 și Q_{10} prevăzute cu rezistoare de 20 k Ω respectiv 10 k Ω în emitoare, contribuie cu 500 μA respectiv 1 mA în curentul total de colector.

Tranzistorul de referință Q_6 și cele patru tranzistoare comutatoare de curent $Q_7 - Q_{10}$, sînt astfel proiectate încît să lucreze cu aceeași densitate a curentului de emitor; aceasta se realizează utilizînd un număr de emitoare proporțional cu valoarea curentului comutabil, ceea ce s-a repre-

zentat în schema din figura 4 sub forma de tranzistoare multiemitor. Deoarece densitatea curenților de emitor a tranzistorului de referință Q_6 și a tranzistorilor comutatori Q_7-Q_{10} este aceeași și deoarece acești tranzistori sînt localizați foarte apropiați pe chip se poate obține o excelentă potrivire a lor după β și U_{BE} ceea ce asigură o tensiune constantă pe rezistențele de precizie din emitoare, obținându-se astfel valori foarte precise pentru curenții de colector într-un domeniu larg de temperatură. Evident pot apare erori față de această situație teoretică ideală; cauzele acestor erori și estimarea lor cantitativă, ținînd seama de tehnologia utilizată sînt analizate ulterior în capitolul 3.

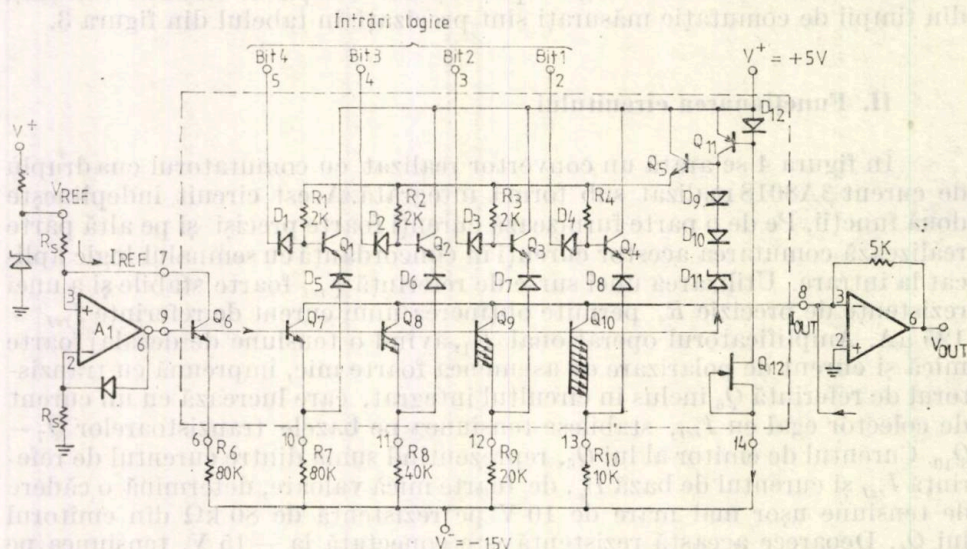


Fig. 4. — Convertor D/A de 4 biți realizat cu un comutator cuadru de curent A 8018.

Restul circuitului din figura 4 realizează comutarea curenților în funcție de semnalul logic aplicat pe intrările logice. Astfel: pentru comanda logică ON, diodele Zener D_5-D_8 conectate spre emitoarele fiecărui tranzistor comutator Q_7-Q_{10} , sînt polarizate invers; în aceste condiții tranzistoarele sînt deschise permițînd însumarea curenților de precizie de colector. Tranzistoarele pot fi blocate dacă tensiunea de comandă crește suficient de mult pentru a deschide diodele Zener ceea ce implicit ridică potențialul emitoarelor tranzistoarelor comutatoare. Aceasta determină polarizarea inversă a joncțiunilor bază emitor a acestor tranzistoare blocîndu-le, deci anulînd curenții lor de colector.

Tensiunea aplicată pe diodele Zener în această situație este controlată pe de o parte de repertoriul de emitor Q_5 și pe de altă parte de lanțul de diode D_9, D_{10} și dioda Zener D_{11} . Prin D_9, D_{10}, D_{11} trece curentul constant al sursei formate de tranzistorul Q_{11} , dioda D_{12} și tranzistorul cu efect de cîmp Q_{12} . Acest curent fixează și potențialul emitorului lui Q_5 la valoarea constantă superioară potențialului de pe linia bazelor.

Cînd valoarea tensiunii aplicate pe una din intrările logice crește, dioda din intrare, de exemplu D_1 , este polarizată invers și tensiunea pe baza

repetorului realizat cu Q_1 este determinată de tensiunea de ieșire a lui Q_5 prin rezistența de $2\text{ k}\Omega$. Aceasta determină deschiderea diodei Zener D_5 și creșterea tensiunii în emitorul lui Q_7 , anulind curentul său de colector. Căderea de tensiune între baza tranzistorului blocat Q_7 și baza tranzistorului Q_5 este egală cu tensiunea Zener U_{Z1} însumată cu căderile de tensiune U_{D9} și U_{D10} , deci $(6,4 + 2,0,7)\text{V}$. Pe de altă parte căderea între baza lui Q_5 și emitorul lui Q_7 este $U_{BE5} + U_{BE1} + U_{Z5}$, deci tot $(6,4 + 2,0,7)\text{V}$. Această topologie de circuit garantează deci că tensiunea bază emitor a tranzistorului comutator de curent Q_5 este 0V , independent de tensiunile de comandă, sursele de alimentare externe și temperatură.

Evitarea polarizării inverse a joncțiunii bază emitor a lui Q_7 permite evitarea apariției efectelor de întârziere datorate stocării sarcinii. Această particularitate a circuitului asociată utilizării tuturor tranzistoarelor npn în regim nesaturat asigură obținerea unor viteze de lucru foarte mari.

Cînd tensiunea aplicată pe intrarea logică scade, D_1 se deschide și trage tensiunea de pe emitorul lui Q_1 la o valoare inferioară nivelului necesar pentru a menține dioda Zener D_5 deschisă. De îndată ce D_5 se blochează Q_7 se deschide comutînd curentul spre ieșire.

În acest fel s-a realizat un convertor de 4 biți D/A, avînd 16 nivele pentru curentul de ieșire variînd între $0,000$ și $1,875\text{ mA}$ corespunzînd celor 16 combinații binare ale intrărilor logice (fig. 2). Să observăm că circuitul integrat $\beta\text{A } 8018$ lucrează cu un cod de intrare complementar adică, 1111 dă curent de ieșire 0 în timp ce 0000 dă valoarea maximă. Curentul de ieșire analogic poate fi folosit pentru a comanda direct o sarcină rezistivă de exemplu $1\text{ k}\Omega$ legat la masă pentru obținerea unei tensiuni de ieșire maxime de $1,875\text{ V}$ sau poate fi folosit pentru comanda unui amplificator de tranconductanță în cazul în care se dorește obținerea unor tensiuni de ieșire mai mari.

III. Evaluarea performanțelor unui convertor D/A ce utilizează circuitul integrat $\beta\text{A } 8018$

Observăm din schema electrică a circuitului $\beta\text{A}8018$, prezentată în figura 4 că tranzistoarele $Q_6, Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$ funcționează cu aceeași densitate j_a curentului de emitor, deoarece se poate considera $I_{C7} = I_{ref}, I_{C8} = 2I_{ref}, I_{C9} = 4I_{ref}, I_{C10} = 8I_{ref}$, iar factorul β același pentru $Q_6, Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$:

$$j_{E6} = j_{E7} = j_{E8} = j_{E9} = j_{E10} = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot \frac{I_{ref}}{A} \approx \frac{I_{ref}}{A}$$

Se observă de asemenea că tranzistoarele Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10} au tensiunile colector-bază identice. Condiția ca și Q_6 să aibă aceeași tensiune colector-bază se realizează prin schema de utilizare în convertorul D/A. Folosind cele două observații de mai sus, tranzistoarele $Q_6, Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$ avînd aceeași densitate de curent de emitor și aceeași tensiune colector-bază, se justifică ipoteza că factorul β este același pentru $Q_6, Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$ fiind alterat numai de dispersia tehnologică.

Ținând seama de schema electrică din figura 4 se poate scrie următoarea relație :

$$U_{BE6} + I_{E6} \cdot R_6 = U_{BEK} + I_{EK} \cdot R_K, \text{ unde } K = 7, 8, 9, 10.$$

Deoarece : $U_{BE} = U_T \cdot \ln(I_C/A \cdot j_s)$ se obține cu relația precedentă :

$$U_T \ln \left(\frac{\beta_K + 1}{\beta_K} \cdot \frac{I_{CK}}{A_K \cdot j_{SK}} \right) + R_K \frac{\beta_K + 1}{\beta_K} I_{CK} - U_T \ln \cdot \\ \cdot \left(\frac{\beta_6 + 1}{\beta_6} \cdot \frac{I_{REF}}{A_6 \cdot j_{S6}} \right) + R_6 \frac{\beta_6 + 1}{\beta_6} I_{REF} = 0.$$

Relația precedentă definește implicit curenții I_{CK} ($k = 7, 8, 9, 10$) în funcție de β_K , A_K , j_{SK} , R_K considerind mărimile β_6 , A , j_s , R_6 avind valori date, luate ca referință.

Funcțiile $I_{CK}(\beta_K, A_K, j_{SK}, R_K)$ se definesc implicit prin ecuația :

$$F(I_{CK}, \beta_K, A_K, j_s, R_K) = U_T \cdot \ln \left(\frac{\beta_K + 1}{\beta_K} \cdot \frac{I_{CK}}{A_K \cdot j_{SK}} \right) + R_K \cdot \frac{\beta_K + 1}{\beta_K} I_{CK} - \\ - U_T \ln \left(\frac{\beta_6 + 1}{\beta_6} \cdot \frac{I_{REF}}{A_6 j_{S6}} \right) - R_6 \frac{\beta_6 + 1}{\beta_6} I_{REF} = 0.$$

Influența parametrilor tehnologiei asupra curenților I_{CK} se poate exprima prin următoarea relație :

$$I_{CK} = \frac{\partial I_{CK}}{\partial \beta_K} \cdot \Delta \beta_K + \frac{\partial I_{CK}}{\partial j_{SK}} \cdot \Delta j_{SK} + \frac{\partial I_{CK}}{\partial A_K} \cdot \Delta A_K + \\ + \frac{\partial I_{CK}}{\partial R_K} \cdot \Delta R_K, \quad (1)$$

unde $\Delta \beta_K$, Δj_{SK} , ΔA_K , ΔR_K sînt abateri tehnologice de proces, iar :

$$\frac{\partial I_{CK}}{\partial \beta_K} = - \frac{\frac{\partial F}{\partial \beta_K}}{\frac{\partial F}{\partial I_{CK}}}, \quad \frac{\partial I_{CK}}{\partial j_{SK}} = - \frac{\frac{\partial F}{\partial j_{SK}}}{\frac{\partial F}{\partial I_{CK}}}, \\ \frac{\partial I_{CK}}{\partial A_K} = - \frac{\frac{\partial F}{\partial A_K}}{\frac{\partial F}{\partial I_{CK}}}, \quad \frac{\partial I_{CK}}{\partial R_K} = - \frac{\frac{\partial F}{\partial R_K}}{\frac{\partial F}{\partial I_{CK}}}$$

Ținând seama de expresia lui F se determină :

$$\frac{\partial I_{CK}}{\partial \beta_K} = \frac{I_{CK}}{\beta_K(\beta_K + 1)}, \quad \frac{\partial I_{CK}}{\partial I_{SK}} = \frac{U_T}{j_{SK}} \cdot \frac{1}{\frac{U_T}{I_{CK}} + R_K} \cdot \frac{\beta_K + 1}{\beta_K},$$

$$\frac{\partial I_{CK}}{\partial A_K} = \frac{U_T}{A_K} \cdot \frac{1}{\frac{U_T}{I_{CK}} + R_K} \cdot \frac{\beta_K + 1}{\beta_K}$$

$$\frac{\partial I_{CK}}{\partial R_K} = - \frac{I_{CK}}{R_K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\beta_K}{\beta_K + 1} \cdot \frac{U_T}{I_{CK} \cdot R_K}}.$$

Mărimile ΔI_{CK} , $\Delta \beta_K$, Δj_{SK} , ΔA_K , ΔR_K reprezintă abaterile parametrilor I_{CK} , β_K , j_{SK} , A_K , R_K față de valorile ideale :

$$I_{C6} = I_{REF}, I_{C7} = I_{REF}, I_{C8} = 2I_{REF}, I_{C9} = 4I_{REF}, I_{C10} = 8I_{REF}$$

$$\beta_K = \beta_6 = \beta, \text{ pentru } K = 7, 8, 9, 10.$$

$$j_{SK} = j_{S6} = j_S \text{ pentru } K = 7, 8, 9, 10.$$

$$A_7 = A_6 = A, A_8 = 2A, A_9 = 4A, A_{10} = 8A.$$

$$R_7 = R_6 = 8R, R_8 = 4R, R_9 = 2R, R_{10} = R.$$

De asemenea în relația pentru ΔI_{CK} , coeficienții $\partial I_{SK}/\partial \beta_K$, $\partial I_{CK}/\partial j_{SK}$, $\partial I_{SK}/\partial A_K$, $\partial I_{CK}/\partial R_K$, se calculează pentru valorile ideale I_{CK} , β_K , j_{SK} , A_K , R_K specificate mai sus ; se poate considera $|\Delta \beta_K| = |\Delta \beta|$, $|\Delta j_{SK}| = |\Delta j_S|$, $|\Delta A_7| = |\Delta A_6| = |\Delta A|$, $|\Delta A_8| = 2|\Delta A|$, $|\Delta A_9| = 4|\Delta A|$, $|\Delta A_{10}| = 8|\Delta A|$, $|\Delta R_7| = |\Delta R_6| = 8|\Delta R|$, $|\Delta R_8| = 4|\Delta R|$, $|\Delta R_9| = 2|\Delta R|$, $|\Delta R_{10}| = |\Delta R|$.

Astfel relația (1) pentru ΔI_{CK} se scrie sub forma :

$$\frac{\Delta I_{CK}}{I_{CK}} = \pm \frac{1}{\beta + 1} \cdot \frac{\Delta \beta}{\beta} \pm \frac{U_T}{U_T + 8RI_{REF}} \cdot \frac{\Delta j_S}{j_S} \pm \frac{U_T}{U_T + 8RI_{REF}} \cdot \frac{\Delta A}{A} \pm \frac{RI_{REF}}{U_T + 8RI_{REF}} \cdot \frac{\Delta R}{R}, \quad (2)$$

Deoarece valoarea R se alege de obicei astfel încît avem $8RI_{REF} \gg U_T$, relația (2) devine :

$$\frac{\Delta I_{CK}}{I_{CK}} = \pm \frac{1}{\beta + 1} \cdot \frac{\Delta \beta}{\beta} \pm \frac{U_T}{8RI_{REF}} \cdot \frac{\Delta j_S}{j_S} \pm \frac{U_T}{8RI_{REF}} \cdot \frac{\Delta A}{A} \pm \frac{\Delta R}{R}. \quad (3)$$

Se poate evalua cu relația (3) abaterea relativă maximă $|\Delta I_{CK}/I_{CK}|$ care se observă că este aceeași pentru oricare din curenții I_{C7} , I_{C8} , I_{C9} , I_{C10} :

$$\left| \frac{\Delta I_{CK}}{I_{CK}} \right|_{\max} = \frac{1}{\beta + 1} \cdot \left| \frac{\Delta \beta}{\beta} \right| + \frac{U_T}{8RI'_{REF}} \cdot \left| \frac{\Delta j_s}{j_s} \right| + \frac{U_T}{8RI'_{REF}} \cdot \left| \frac{\Delta A}{A} \right| + \left| \frac{\Delta R}{R} \right|. \quad (4)$$

Pentru a evalua cu relația (4) neliniaritatea maximă a convertorului D/A trebuie cunoscute abaterile $|\Delta \beta|/|\beta|$, $|\Delta j_s|/|j_s|$, $|\Delta A|/|A|$. În cazul unui proces tehnologic standard se poate considera:

$$\left| \frac{\Delta \beta}{\beta} \right| = 5\%, \quad \left| \frac{\Delta j_s}{j_s} \right| = 5\%$$

Pentru a evalua abaterea $|\Delta A/A|$ pentru aria de emitor în cazul unei geometrii circulare ne folosim de reprezentarea din figura 5a în care R este raza ferestrei pentru difuzia de emitor (N^+) iar x este raza difuziei de emitor ținând seama de difuzia laterală; adâncimea difuziei N^+ este notată x_j . Aria emitorului este aria zonei de contact între difuzia N^+ și difuzia

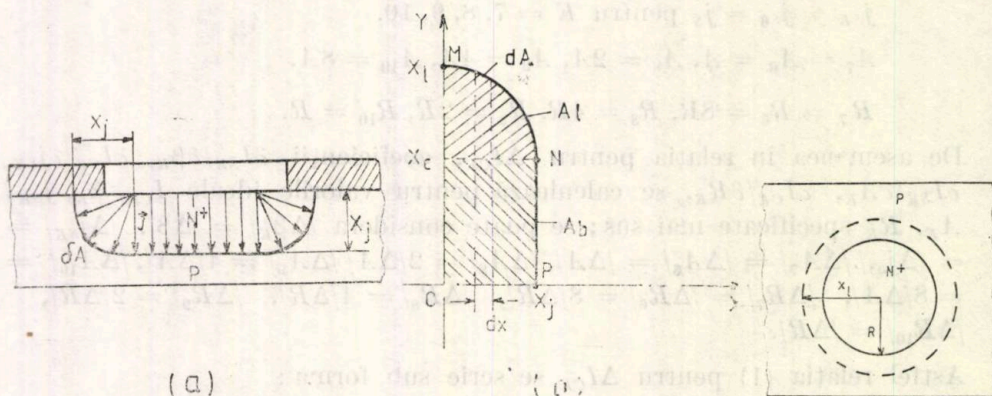


Fig. 5. — Evaluarea abaterii ($\Delta A/A$) pentru aria de emitor în cazul utilizării unei geometrii circulare.

P . Această arie rezultă din figura 5b, ea fiind aria laterală de rotație a figurii $OMNP$ în jurul axei OX . Astfel se obține:

$$A = A_l + A_b$$

$$A_l = \int_0^{x_j} 2 \cdot \pi \cdot Y dX, \quad Y = x_c + \sqrt{x_j^2 - x^2} \text{ și rezultă:}$$

$$A_b = 2\pi \cdot x_c \cdot x_j + \frac{\pi^2}{2} x_j^2.$$

Dar $A_s = \pi x_s^2$, astfel încît observînd că $x_e = x_i - x_j$, vom avea :

$$A = 2\pi \cdot (x_i - x_j) x_j + \frac{\pi^2}{2} x_j^2 + \pi (x_i - x_j)^2. \quad (5)$$

În general se admite că $x_i = R + 0,7 x_j$, încît înlocuind în (5) se obține :

$$\begin{aligned} A &= 2\pi \cdot (R - 0,3x_j) + \frac{\pi^2}{2} x_j^2 + \pi \cdot (R - 0,3x_j)^2 = \\ &= \pi R^2 + 1,4\pi \cdot R \cdot x_j + \pi \left(\frac{\pi}{2} - 0,51 \right) x_j^2. \end{aligned} \quad (6)$$

În (6) raza ferestrei difuziei $N+$ este afectată de supracorodare astfel încît se va considera $R = R_0 + x_s$ unde R_0 este raza de proiectare pentru difuzia de emitor ($N+$). Acum expresia ariei de emitor A , devine :

$$A = \pi(R_0 + x_s)^2 + 1,4\pi(R_0 + x_s) x_j + \pi \left(\frac{\pi}{2} - 0,51 \right) x_j^2.$$

Influența parametrilor tehnologici x_s (mărimea supracorodării), x_j (adîncimea de difuzie) asupra mărimii lui A se exprimă astfel :

$$A = \frac{\partial A}{\partial x_s} \cdot \Delta x_s + \frac{\partial A}{\partial x_j} \cdot \Delta x_j \quad (7)$$

Iar,

$$\begin{aligned} \frac{\partial A}{\partial x_s} &= 2\pi(R_0 + x_s) + 1,4\pi x_j, \quad \frac{\partial A}{\partial x_j} = \\ &= 1,4\pi(R_0 + x_s) + \pi(\pi - 1,02) \cdot x_j. \end{aligned}$$

Pentru procesul tehnologic considerat, se indică :

$$R_0 \geq 11 \mu m; \quad x_s = 0,5 \mu m; \quad \left| \frac{\Delta x_j}{x_j} \right| = 10\%; \quad \left| \frac{\Delta x_s}{x_s} \right| = 20\%.$$

Aproximînd $A \simeq \pi R_0^2$; $\partial A / \partial x_s \simeq 2\pi R_0$; $\partial A / \partial x_j \simeq 1,4\pi R_0$ conform cu (7) se poate scrie :

$$\left| \frac{\Delta A}{A} \right| \leq \frac{2}{R_0} \left| \frac{\Delta x_s}{x_s} \right| x_s + \frac{1,4}{R_0} \left| \frac{\Delta x_j}{x_j} \right| x_j.$$

Ținând seama de valorile de mai sus se poate evalua o limită superioară pentru $|\Delta A/A|$:

$$\left| \frac{\Delta A}{A} \right|_{\max} = \frac{2}{11} \cdot 0,2 \cdot 0,5 + \frac{1,4}{11} \cdot 0,1 \cdot 2 = \frac{0,48}{11} = 4,4 \%$$

În legătură cu relația (4) se pot face următoarele remarci:

- Termenul $|\Delta R/R|$ afectează direct neliniaritatea conversiei.
- Dependența de temperatură este determinată de tensiunea U_T .
- Ponderea celor doi termeni care conțin produsul $8R \cdot I_{REF}$ scade odată cu creșterea valorii acestui produs; de fapt acest produs reprezintă tensiunea pe rezistoarele din emitoarele tranzistoarelor $Q_6, Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}$, care este limitată de nivelul tensiunii de alimentare.
- Ponderea termenului dependent de β scade cind valoarea lui β crește.

Pentru abaterile parametrilor considerate anterior, cu (4) se evaluează neliniaritatea maximă luînd $\beta \approx 100$, $U_T = 26$ mV, $R = 10$ k Ω , $I_{REF} = 125$ μ A.

$$\begin{aligned} \left| \frac{\Delta I_{CK}}{I_{CK}} \right|_{\max} &= \frac{1}{101} \cdot \frac{5}{100} + \frac{26}{10.000} \cdot \frac{5}{100} + \frac{26}{10.000} \cdot \frac{4,4}{100} + \\ &+ \left| \frac{\Delta R}{R} \right| = 0,074 \% + \frac{\Delta R}{R}. \end{aligned} \quad (8)$$

În cazul în care rețeaua de rezistențe $R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10}$ ar fi realizată pe același chip cu circuitul se poate considera $|\Delta R/R| = 0,5 \%$, astfel încît se obține:

$$\left| \frac{\Delta I_{CK}}{I_{CK}} \right|_{\max} = 0,574 \%$$

Valoarea de mai sus arată că este posibilă realizarea unui convertor de 8 biți în tehnologia monolitică. Practic limitarea în realizarea convertorului integrat monolitic provine din precizia cu care se poate realiza rețeaua de rezistențe:

$$\left| \frac{\Delta I_{CK}}{I_{CK}} \right|_{\max} \approx \left| \frac{\Delta R}{R} \right|$$

Dacă rețeaua de rezistențe este realizată hibrid este posibilă utilizarea tehnicii de ajustare modificînd fiecare din valorile R_K cu valoare corespunzătoare ΔR_K astfel încît să se obțină neliniaritatea dorită (vezi relația (3)). Și în acest caz apar limitări impuse de ajustarea folosită. Se pot obține astfel convertoare D/A de 12 biți.

IV. Extinderea numărului de biți

Utilizarea comutatorului cuadruplu integrat 8018 poate fi extinsă pentru 8 și 12 biți folosind mai multe comutatoare și divizoare rezistive așa cum se arată în figura 6.

Pentru asigurarea ponderării binare, curentul de ieșire din primul cuad comandă direct intrarea în amplificatorul de transconductanță, curentul de ieșire din al doilea cuad este divizat cu 16 iar curentul de ieșire din al treilea cu 256, deci :

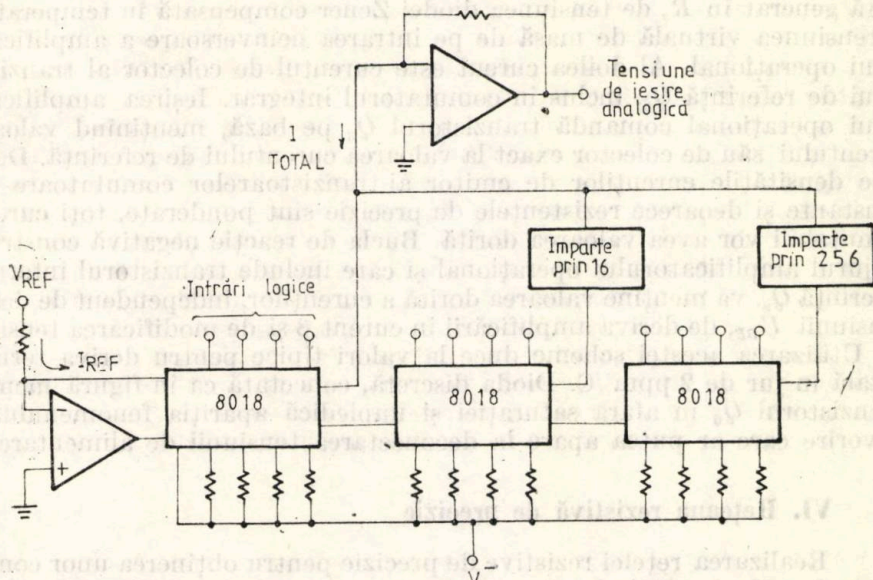


Fig. 6. — Extinderea numărului de biți.

$$\begin{aligned}
 I_{Total} &= 1 \times (1 + 1/2 + 1/4 + 1/8) + \frac{1}{16} (1 + 1/2 + 1/4 + 1/8) + \\
 &\quad + 1/256 (1 + 1/2 + 1/4 + 1/8) = \\
 &= 1 + 1/2 + 1/4 + 1/8 + 1/16 + 1/32 + 1/64 + 1/128 + \\
 &\quad + 1/256 + 1/512 + 1/1024 + 1/2048
 \end{aligned}$$

Se observă că fiecare comutator cuadruplu de curent lucrează cu aceleași nivele de curent astfel încât în continuare se pot utiliza rețele rezistive standard de 10 kΩ, 20 kΩ, 40 kΩ și 80 kΩ. Un alt avantaj al acestei metode este acela că deoarece curenții de ieșire din cel de al doilea și cel de al treilea cuad sint atenuați și erorile cu care contribuie sint atenuate în aceeași măsură. Aceasta permite utilizarea unor comutatoare și a unor rețele rezistive mai puțin precise pe aceste poziții. Se observă că numai tranzistorul de referință din cuadul cel mai semnificativ este folosit pentru fixarea tensiunii pe linia comună a bazelor tranzistoarelor comutatoare din toate trei comutatoarele de curent.

V. Sursa de referință de precizie

Pentru aplicațiile de mare precizie și derivă termică mică schema din figura 4 oferă performanțe excelente. În acest circuit un amplificator operațional cu câștig mare compară doi curenți. Primul este curentul de referință generat în R_6 de tensiunea diodei Zener compensată în temperatura și tensiunea virtuală de masă de pe intrarea neînversoare a amplificatorului operațional. Al doilea curent este curentul de colector al tranzistorului de referință Q_6 , inclus în comutatorul integrat. Ieșirea amplificatorului operațional comandă tranzistorul Q_6 pe bază, menținând valoarea curentului său de colector exact la valoarea curentului de referință. Deoarece densitățile curenților de emitor ai tranzistoarelor comutatoare sînt constante și deoarece rezistențele de precizie sînt ponderate, toți curenții comutabili vor avea valoarea dorită. Bucla de reacție negativă construită în jurul amplificatorului operațional și care include tranzistorul intern de referință Q_6 , va menține valoarea dorită a curenților, independent de deriva tensiunii U_{BE} , de deriva amplificării în curent β și de modificarea tensiunii E . Utilizarea acestei scheme duce la valori tipice pentru deriva termică totală în jur de 2 ppm/°C. Dioda discretă, conectată ca în figură menține tranzistorul Q_6 în afara saturației și împiedică apariția fenomenului de zăvorire care ar putea apare la deconectarea tensiunii de alimentare E .

VI. Rețeaua rezistivă de precizie

Realizarea rețelei rezistive de precizie pentru obținerea unor convertoare de 12 biți utilizînd trei comutatoare cuadruple β A 8018 ridică de asemenea o serie de probleme. Pe lîngă necesitatea obținerii precise a rapoartelor inițiale între rezistențele ponderate $R_6 - R_{10}$ este necesară realizarea unor coeficienți de temperatură cît mai mici simultan cu asigurarea unei comportări cît mai identice a acestor rezistoare cu temperatura pentru a realiza precizia înaltă necesară în întregul domeniu al temperaturilor de lucru. În plus, rezistențele constitutive ale atenuatorilor rezistivi dintre cuadri (figura 6) cît și rezistențele care determină capul de scală (rezistențele din bucla de reacție a amplificatorului operațional de ieșire), împreună cu rezistențele ponderate trebuie să aibă de asemenea o comportare cît mai identică cu temperatura.

Toate aceste rezistențe critice au fost realizate integrat, pe același substrat de sticlă, prin tehnologia straturilor subțiri, ceea ce a permis obținerea unui coeficient de temperatură relativ de maximum ± 5 ppm/°C permițînd astfel realizarea convertoarelor de 12 biți. Comportarea diferită cu temperatura a rezistențelor constitutive a atenuatorilor dintre quadri, poate produce o eroare considerabilă în domeniul temperaturilor de lucru, în special pentru convertoarele de mare precizie (10 biți sau mai mult). Contribuția erorii totale introduse de atenuatorii dintre quadri trebuie să fie de cel mult 1/8 din precizia dorită. Pentru un convertor de 12 biți 1/8 din 1 LSB în domeniul temperaturilor de lucru înseamnă o eroare de 0,0031%. Deoarece curentul celui de al doilea quad este 1/16 din curentul total rezultă că eroarea poate fi de $16 \times 0,0031\% = 0,05\%$ pentru divizorul celui de al doilea quad respectiv de $256 \times 0,0031\% = 0,8\%$ pentru divizorul corespunzător celui de al treilea quad.

Pentru variații de temperatură de 100°C (condiții militare) aceste cerințe conduc la coeficienți relativi de temperatură de $0,05\%/100^{\circ}\text{C} = 5 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ pentru primul divizor respectiv $0,8\%/100^{\circ}\text{C} = 250 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, pentru cel de al doilea divizor perfect realizabili prin tehnologia utilizată.

Fără a se intra în detalii se vor face în continuare unele precizări referitoare la realizarea rețelei integrate de rezistoare. S-au folosit rețele rezistive de nitrură de tantal obținute prin pulverizarea reactivă a tantă-lului în atmosferă reactivă pe substrat de sticlă. Aceasta deoarece nitrura de tantal are un coeficient de temperatură foarte mic, o excelentă stabilitate în timp, oferind în plus posibilitatea de a fi anodizată, procedeu comod a fi utilizat pentru ajustarea funcțională a convertorului. Delimitarea rezistoarelor rețelei ca și a interconexiunilor se face prin două etape de decapare utilizând procedeul fotolitografic. Circuitul astfel realizat este asamblat împreună cu cuadurile integrate pentru realizarea convertorului.

VII. Convertor D—A de 12 biți cu comutatori de curent integrați

În figura 7 se indică schema unui convertor D/A de 12 biți realizat cu 4 cuaduri de curent β A 8018, pe baza schemei bloc din figura 6.

Pentru un convertor care lucrează în cod binar complementar se utilizează 2 divizori rezistivi, fiecare de $16:1$. Pentru un convertor binar zecimal, raportul de divizare trebuie să fie de $10:1$.

Curentul de ieșire analogic furnizat de cele trei celule β A 8018 poate fi convertit în tensiune cu ajutorul amplificatorului operațional TCA 520,

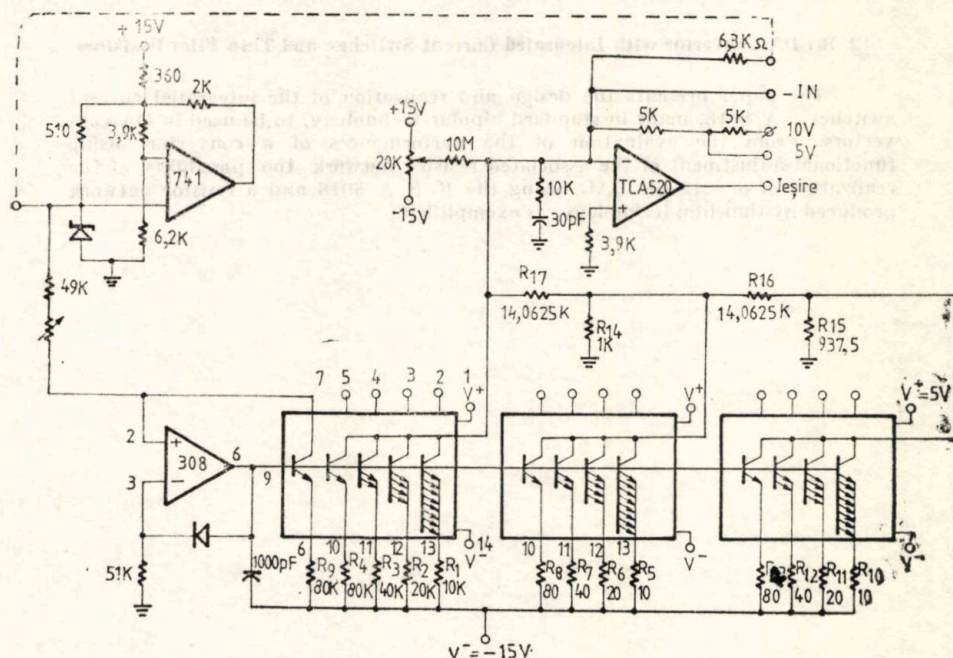


Fig. 7. — Convertor D—A de 12 biți realizat cu ajutorul a 4 cuaduri de curent realizate.

datorită vitezei mari de variație a semnalului de ieșire a acestuia (SR 5V/μsec în configurația utilizată).

Selectând modul de interconectare a rezistențelor din bucla de reacție a amplificatorului TCA 520 se pot obține ieșiri unipolare ($0 \div 5$ V și $0 \div 10$) sau ieșire bipolară între $-5 \div 5$ V.

După cum a reieșit din analiza prezentată precizia de funcționare a convertorului este limitată de calitatea sursei de alimentare negative, care trebuie să fie bine stabilizată și filtrată.

Concluzii

Utilizarea comutatoarelor integrați de tipul β A 8018, împreună cu o rețea rezistivă integrată obținută prin tehnologia straturilor subțiri permite realizarea unor convertoare de 10 și 12 biți. În laboratorul de circuite hibride al Facultății de Electronica și Te. s-au realizat în stadiu de modele experimentale convertoare de 12 biți, utilizând cipurile de comutatoare integrate de curent β A8018, fabricate pentru acest scop de IPRS Băneasa, și rețelele rezistive corespunzătoare obținute în laborator. Modelele experimentale astfel obținute sînt comparabile ca dimensiuni și performanțe cu produsul Burr-Brown DAC 60, rezultatele experimentale confirmînd valabilitatea analizei teoretice prezentate.

Posibilitatea producerii în serie a acestor module de convertoare este limitată de existența unor facilități de realizare a ajustării funcționale a rețelilor rezistive pe bază de straturi subțiri.

12 Bit DA Converter with Integrated Current Switches and Thin-Film Resistors

The paper presents the design and realization of the integrated current switches β A 8018, made in standard bipolar technology, to be used in DA converters. From the evaluation of the performances of a converter using functional adjustment of the associated resistor network the possibility of the realization of 8 – 12 bit DAC, using the IC β A 8018 and a resistor network produced by thin-film technology, is exemplified.

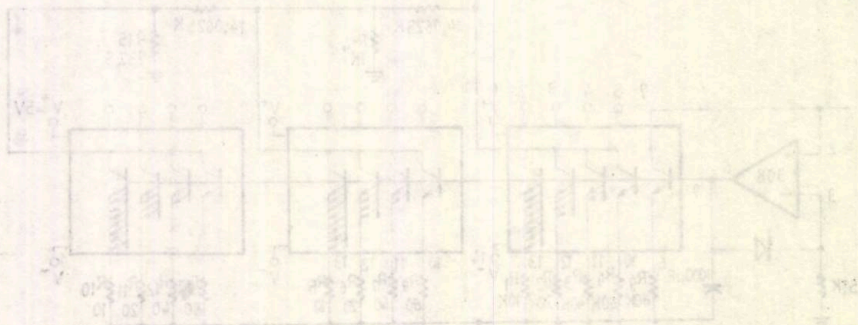


Fig. 7 - Converter DA de 12 biți realizat cu ajutorul a 4 comutatoare de curent

PREDICTIVE AND ORDERING TECHNIQUES CASCADED EITHER BY SKIPPING WHITE CODING OR BY RUN LENGTH CODING FOR DATA COMPRESSION OF BINARY IMAGES

V. E. NEAGOE, D. COSMA, ADRIANA BARBU, D. BARBU M. GOLOPENTĂ, CRISTINA GOLOPENTĂ*

Within this paper some predictive and ordering techniques are studied as a pre-processing methods for both Run Length Coding (RLC) and for White Black Skipping (WBS), and the resulting performances are compared.

An experimentally achieved picture processing system permits the taking over of a digitized 128×128 pel TV frame, which is written into a RAM memory from where the picture information is led to the input of a microcomputer using an Intel 8080 microprocessor. The results of the programs written in BASIC contain: the test picture statistics (probability of Black/White and respectively of White/Black); the one-dimensional and two-dimensional (four pel patterns and respectively seven pel ones) predictor values; the upper and lower bounds of the experimental compression ratios using predictive and ordering techniques cascaded by WBS or RLC; the theoretical values of the previous performances using a MARKOV chain model.

I. Introduction

Digital transmission or storage of binary images (business letters documents, weather maps, geographical maps, engineering drawing, fingerprint cards, and newspapers) has gained a considerable importance in the past few years, the more so as the cost of digital processing decreases faster than the transmission cost. A standard 8.5×11 inches page sampled at a density of 200 dots/inch contains about 3.7×10^6 bits, so that instead of storing or transmitting directly such a high amount of data is becoming advantageous to use sophisticated facsimile terminals for data compression (to reduce the transmission time, bandwidth or storage capacity).

The redundancy reduction is based on the statistical properties of the picture signal (two-dimensional correlation of close elements) [1], [2]. There will be considered here only coding method which permit the exact reproduction of the picture at the receiver (without any approximation).

* Lecturer, Ph. D., Applied Electronics Dept.; Eng., Designing Institute for Automation and Telecommunications (I.P.A.T.); Eng., Maintenance and Reparation Factory for Computer Units and Professional Electronics (I.I.R.U.C.); Eng., I.I.R.U.C.; Eng., Electronic Computer Factory F.C.E.); Eng., Service for Verification and Maintenance of Medical Apparatus (S.V.I.A.M.).

Most two-tone images contain a large amount of white information, comparing with the black one. Hence springs the idea of the White Block Skipping (WBS) method of coding [3].

A facsimile binary picture can be uniquely described by the sequence of the run lengths (alternating black and white runs). On this fact is based the method called Run Length Coding (RLC), which was well studied by several authors [1], [2], [4], [5], [16].

Netravali et al [6], [7], [8] use the two-dimensional picture correlation by achieving a preprocessing of the image signals, to increase the average run length: (a) (re) ordering the elements in a line with reference to the previous line; (b) ordering the prediction errors with reference to the previous line; (c) using state dependent predictors and ordering the prediction errors as a function of the „goodness” of the corresponding state; (d) other extensions of these basic methods. But Netravali et al [6], [7], [8] evaluated the ordering methods for binary pictures only from the point of view of their contribution to the improvement of Run Length Coding.

Within this paper, these ordering techniques are studied as a preprocessing methods, not only for Run Length Coding but also for Skipping White Coding and the resulting performances are compared.

The experimental achieved picture processing system (Fig. 1) permits the taking over of a digitized 128×128 pel TV frame, which is written into a RAM memory, from where the picture information is lead to the input of a microcomputer using an 8080 INTEL microprocessor.

BASIC programs are achieved to obtain:

- (i) the average conditional probabilities $P(\text{Black/White})$ and $P(\text{White/Black})$ for a given „ $n \times n$ ” binary picture;
- (ii) the compression ratio as a function of the block dimension N , by skipping white coding of a given picture;
- (iii) the statistics of black and white run lengths for a given picture;
- (iv) the lower and the upper bound of the compression factor by run length coding of a given picture;
- (v) the statistics of the predictor patterns for a given picture;
- (vi) picture ordering transform with reference to the previous line;
- (vii) picture ordering transform with reference to the two-dimensional prediction patterns;
- (viii) image of prediction errors obtained using as a reference the previous element from the adjacent line;
- (ix) image of prediction errors obtained using as a reference a two-dimensional four-pixels prediction pattern;
- (x) picture ordering transform of the prediction error image obtained according to (ix), the ordering being function of the „goodness” of the corresponding state.

Besides the numerical results, the preprocessed pictures themselves can be obtained at the printer output (Fig. 1).

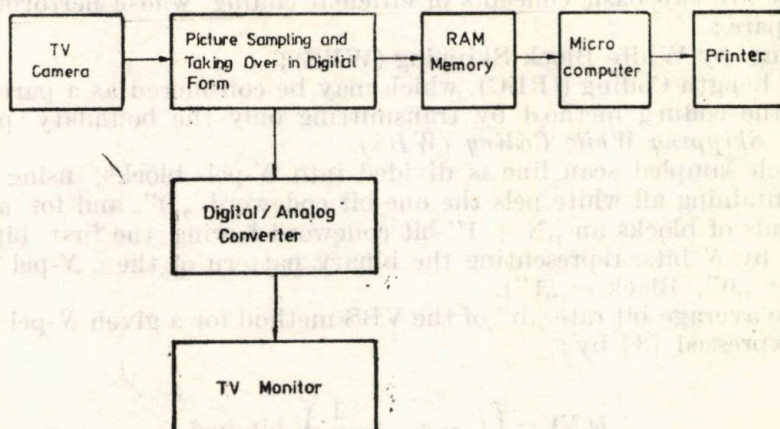


Fig. 1. — Experimental picture taking over and processing system

II. Redundancy reduction codes

The aim of any efficient coding method is to compress the amount of binary picture information by eliminating the redundancy.

The compression factor which can be achieved by a redundancy reducing code is defined as :

$$Q = \frac{\text{Total Number of Bits in a Two-Tone Image}}{\text{Total Number of Bits Representing the Same Image after Encoding}} \quad (1)$$

The compression factor can be also expressed by :

$$Q' = \frac{1}{b}, \quad (2)$$

where „b” represents the average bit rate (the average number of bits per pel) after encoding.

Remark 1

If the statistical averaging for computing „b” is made on the same image for which the compression factor has to be evaluated, then the formulae (1) and (2) lead to the same numerical result.

The upper bound on the compression factor defined in (2) is

$$Q_{max} = \frac{1}{H}, \quad (3)$$

where H represents the entropy of the picture signal source and it can be evaluated only approximatively representing the binary facsimile source by a mathematical source model.

There are two basic concepts of efficient coding, whose performances we compare:

- (1) Coding by White Block Skipping (WBS);
- (2) Run Length Coding ((RLC), which may be considered as a particular case of the coding method by transmitting only the boundary points.

(1) *Skipping White Coding (WBS)*

Each sampled scan line is divided into N -pel blocks, using for a block containing all white pels the one-bit codeword „0”, and for all the other kinds of blocks an „ $N + 1$ ”-bit codeword having the first bit „1”, followed by N bits, representing the binary pattern of the N -pel block (White = „0”, Black = „1”).

The average bit rate „ b ” of the WBS method for a given N -pel block size is expressed [3] by;

$$b(N) = \left(1 - p_N + \frac{1}{N}\right) \text{ bits/pel,} \quad (4)$$

where p_N is the probability that a N -pel block contains all white pels. The corresponding compression factor is given by (2).

Markov Chain Picture Model

We suppose a first-order Markov information source for the picture signal, so that the color of a pel statistically depends on only that of the preceding pel from the same line, the process being characterized by the following transition probabilities:

$$\begin{aligned} P(B/W) &= q_0, & P(W/W) &= 1 - q_0, \\ P(W/B) &= q_1, & P(B/B) &= 1 - q_1, \end{aligned} \quad (5)$$

where $P(B/W)$ denotes the probability that the $(k + 1)$ -th pel is black, given that the k -th pel is white, and so on.

It is shown [1], [3] the probability that a block of length N to contain all white elements is:

$$P_N = \frac{q_1}{q_0 + q_1} (1 - q_0)^{N-1} \quad (6)$$

From the relations (2), (4), and (6) it results the compression factor by skipping white as a function of the block length N and of the transition probabilities q_0 and q_1 (based on the first order Markov chain model for the information source):

$$Q'(N, q_0, q_1) = \frac{1}{1 - \frac{q_1}{q_0 + q_1} (1 - q_0)^{N-1} + \frac{1}{N}} \quad (7)$$

Remark 2

The conditional probabilities q_0 and q_1 may be evaluated from the relations:

$$q_0 = \frac{N_{trW-B}}{N_W} \quad (8)$$

$$q_1 = \frac{N_{trB-W}}{N_B} \quad (9)$$

where:

M_{trW-B} represents the number of transitions white-black;

N_{trB-W} represents the number of transitions black-white;

N_W represents the number of white pixels;

N_B represents the number of black pixels.

$N_W + N_B = n^2$; (the image has a spatial resolution of $n \times n$ pels; for our experiments, we have assumed $n = 128$).

(2) Run Length Coding (RLC)

Run Length Coding Method consists in transmitting or storing the run lengths of consecutive pels having the same color.

There are two basic variants of RLC method:

- (A) The run length code does not depend on the run color, taking into account at the decoding that the white and black runs always alternate;
- (B) There are allocated different codes for white and black runs.

(2A) RLC Independent of the Run Color

For this coding method, the compression factor can be expressed by the formula [1], [4], [5].

$$Q'' = \frac{\bar{l}}{l_c}, \quad (10)$$

where: $\bar{l}$ represents the average run length (in pels) before encoding

$$\bar{l} = \sum_{i=1}^n i p_i, \quad (11)$$

p_i being the probability of occurrence of a run of length „ i ”;

$$l_c = \sum_{i=1}^n l_i p_i, \quad (12)$$

l_i representing the length of the code word allocated for the run having the length of „ i ” pels.

The maximum compression ratio can be obtained by using an efficient statistical code of the type Huffman, for which the following inequality is fulfilled :

$$\bar{l}_c \geq \bar{l}_{c \min} = H, \quad (13)$$

where H represents the run length entropy

$$H = -p_i \log p_i, \quad (14)$$

(the logarithm is in base 2).

It results the upper bound on the compression ratio achieved by run length coding independent of the run color

$$Q''_{\max} = \frac{\sum_{i=1}^n i p_i}{-\sum_{i=1}^n p_i \log p_i}. \quad (15)$$

Remark 3

For a given picture, the probability p_i may be evaluated as :

$$p_i = \frac{N_i}{N}, \quad (16)$$

where :

N_i is the number of runs having the length of „ i ” bits ;

N is the total number of runs in a given picture.

The simplest (but in the same time the least efficient) way of run length coding is the binary coding of run length, that means

$$l_i = \bar{l}_c = \log n, \quad (17)$$

n = the number of pels in a scan line.

From the relations (10), (11), and (12) one yields an inferior bound for the compression ratio by RLC :

$$Q''_{\min} = \frac{\sum_{i=1}^n i p_i}{\log n}, \quad (18)$$

(2B) RLC as a Function of the Run Color

If we use a differentiate code for white and black runs of the type Huffman, then

$$\bar{l}_c \geq \bar{l}_{WB, \min} \quad (19)$$

where

$$\bar{l}_{WB, \min} = H_{WB} = P_W \frac{H_W}{\bar{l}_W} + P_B \frac{H_B}{\bar{l}_B}, \quad (20)$$

P_W = probability that a pel is white;

P_B = probability that a pel is black.

$$H_W = - \sum_{i=1}^n p_{Wi} \log p_{Wi} [\text{bits/run}] = \text{white run entropy}; \quad (21)$$

$$H_B = - \sum_{i=1}^n p_{Bi} \log p_{Bi} [\text{bits/run}] = \text{black run entropy}; \quad (22)$$

$$p_{Wi} = \text{probability that a white run is of length } i \left(\sum_{i=1}^n p_{Wi} = 1 \right);$$

$$p_{Bi} = \text{probability that a black run is of length } i \left(\sum_{i=1}^n p_{Bi} = 1 \right);$$

$$\bar{l}_W = \sum_{i=1}^n i p_{Wi} = \text{average white run length in pels/run}; \quad (23)$$

$$\bar{l}_B = \sum_{i=1}^n i p_{Bi} = \text{average black run length in pels/run}. \quad (24)$$

From the relations (10), (20), (21), and (22) one deduces the upper bound on the compression factor:

$$Q_{\max}''^{WB} = \frac{1}{H_B}, \quad (25)$$

or equivalently:

$$Q_{\max}''^{WB} = \frac{-1}{P_W \cdot \frac{\sum_{i=1}^n p_{Wi} \log p_{Wi}}{\sum_{i=1}^n i p_{Wi}} + P_B \cdot \frac{\sum_{j=1}^n p_{Bi} \log p_{Bi}}{\sum_{i=1}^n i p_{Bi}}} \quad (26)$$

Remark 4

For a given picture, the probabilities p_{Wi} and p_{Bi} can be evaluated from the relations:

$$p_{Wi} = \frac{N_{Wi}}{N_{iW}}, \quad (27)$$

$$p_W = \frac{\sum_{i=1}^n i N_{Wi}}{n^2}, \quad (28)$$

$$p_{Bi} = \frac{N_{Bi}}{N_{iB}}, \quad (29)$$

$$P_B = \frac{\sum_{i=1}^n i N_{Bi}}{n^2}, \quad (30)$$

where

N_{wi} = number of white runs having the length of „ i ” pels ;

N_{bi} = number of black runs having the length of „ i ” pels ;

N_{tA} = total number of white runs ;

N_{tB} = total number of black runs.

(the picture has a spatial resolution of $n \times n$ pels ; for our experiments, we have considered $n=128$)

Markov Chain Picture Model

By considering a Markov chain model for the binary picture signal source characterized by the transition probabilities q_0 and q_1 (relation (5)), one obtains the probabilities p_{wi} and p_{bi} as :

$$p_{wi} = q_0(1 - q_0)^{i-1}, \quad (\text{for } i \geq 1) \quad (31)$$

$$p_{bi} = q_1(1 - q_1)^{i-1}, \quad (\text{for } i \geq 1) \quad (32)$$

Based on the relations (5), (26), (31), and (32), one shows that the compression factor for RLC as a function of the run color, based on a Markov chain model, becomes

$$Q_{\text{Max}}^{WB} = \frac{-1}{\frac{q_1}{q_1 + q_0} [q_0 \log q_0 + (1 - q_0) \log (1 - q_0)] + \frac{q_0}{q + q_1} [q_1 \log q_1 + (1 - q_1) \log (1 - q_1)]} \quad (33)$$

For a statistical RLC independent of the run color, one considers a simplified Markov chain, assuming that the number of white and black runs are equal (1), (4), (5).

$$\sum_{i=1}^n N_{wi} = \sum_{i=1}^n N_{bi} \quad (34)$$

It results

$$\bar{l} = \frac{\bar{l}_w + \bar{l}_b}{2} \quad (35)$$

Denote

$$q = \frac{2q_0q_1}{q_0 + q_1} \quad (36)$$

By substituting both q_0 and q_1 by q in (26), one yields the compression ratio for the optimal coding independent of run color, based on the first order Markov chain

$$Q_{\text{Max}}'' = \frac{-1}{q \log q + (1 - q) \cdot \log (1 - q)} \quad (37)$$

III. Predictive coding and ordering algorithms

The prediction may be used as a predictive coding method itself (α) or as a first step for a preprocessing technique (β) based on the ordering of the pixels as a function of the predictor state values.

We associate to every pel a predictor.

(a) In the first variant, the predictor has the value of the adjacent pel, from the previous scan line. Denoting by P_{jk} the predictor for the „ a_{jk} ” element

$$1 \leq j \leq n, \quad a_{jk} \in \{0,1\}, \quad 1 \leq k \leq n \quad (\text{White} = „0”, „Black” = „1”), \quad (38)$$

it means

$$P_{jk} = a_{j-1,k} (j = 2, \dots, n) \quad (39)$$

(b) The second variant uses a two-dimensional four pel state dependent predictor, having the form:

$$P_{jk} = \begin{cases} „1” (\text{Black}), & \text{if } P(a_{jk} = 1/S_{jk}) > 0,5 \\ „0” (\text{White}), & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (40)$$

where

$$S_{jk} = (a_{j-1,k-1}, a_{j-1,k}, a_{j-1,k+1}, a_{j,k+1}), \quad (41)$$

and

$P(. / .)$ is the conditional probability evaluated by a statistics.

(c) The third variant uses a two-dimensional seven pel state dependent predictor, given by the relation (40), where instead of (41), we have:

$$S_{jk} = (a_{j-1,k-2}, a_{j-1,k-1}, a_{j-1,k}, a_{j-1,k+1}, a_{j-1,k+2}, a_{j,k-2}, a_{j,k-1}) \quad (4)$$

(α) In a predictive coding method corresponding to any of the above three variants, we compare the predictor P_{jk} with the value of the predicted pixel a_{jk} , and thus obtain the error image:

$$\varepsilon_{jk} = \begin{cases} 1, & \text{if } P_{jk} = a_{jk} \\ 0, & \text{if } P_{jk} \neq a_{jk} \end{cases} \quad (43)$$

(β) The prediction may constitute the first step of an algorithm used as a preprocessing technique for data compression. This ordering algorithm has two steps:

- prediction;
- ordering.

The prediction was described above.

Using an ordering transform, the element a_{jk} becomes the T_{jk} — th element from left to right in the new ordered line (see Appendix 1), where

$$T_{jk} = k + (n - k + 1)P_{jk} - \sum_{l=1}^k P_{jl}, \quad (44)$$

$$(1 \leq k \leq n)$$

$$(1 \leq j \leq n)$$

and according to the variant chosen for prediction, we have the following cases :

(a) P_{jk} is given by the relation (39), when one orders the present line with reference to the previous one;

(b) P_{jk} is given by the relations (40) and (41), when one orders the present line with reference to a two-dimensional four pel state dependent predictor :

(c) P_{jk} is given by the relations (40) and (42), when one orders the present line with reference to a two-dimensional seven pel state dependent predictor.

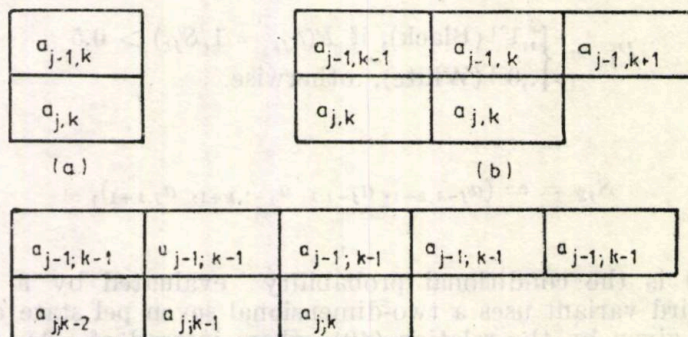


Fig. 2. — State configuration for prediction

- a) Adjacent element from the previous line used as predictor (one — dimensional predictor) ;
- b) Four pel state two-dimensional predictor ;
- c) Seven pel state two-dimensional predictor.

IV. Picture storage and processing hardware implementation

The general block-diagram in Fig. 1 is detailed in Fig. 3.

The video signal supplied by the TV camera is lead to the first analog processing block, which extracts the horizontal and vertical syncro-information and centers the video signal, so that the „black level” corresponds to zero voltage level (blank commanded centering).

The centered video signal is sampled and digitized with one bit per pel.

The clock generator is achieved using a voltage controlled oscillator (TEXAS INSTRUMENTS SN 74LS124), placed in a phase locked-loop so that the sampling picture frequency $f_s = 2.5$ MHz to be a multiple of

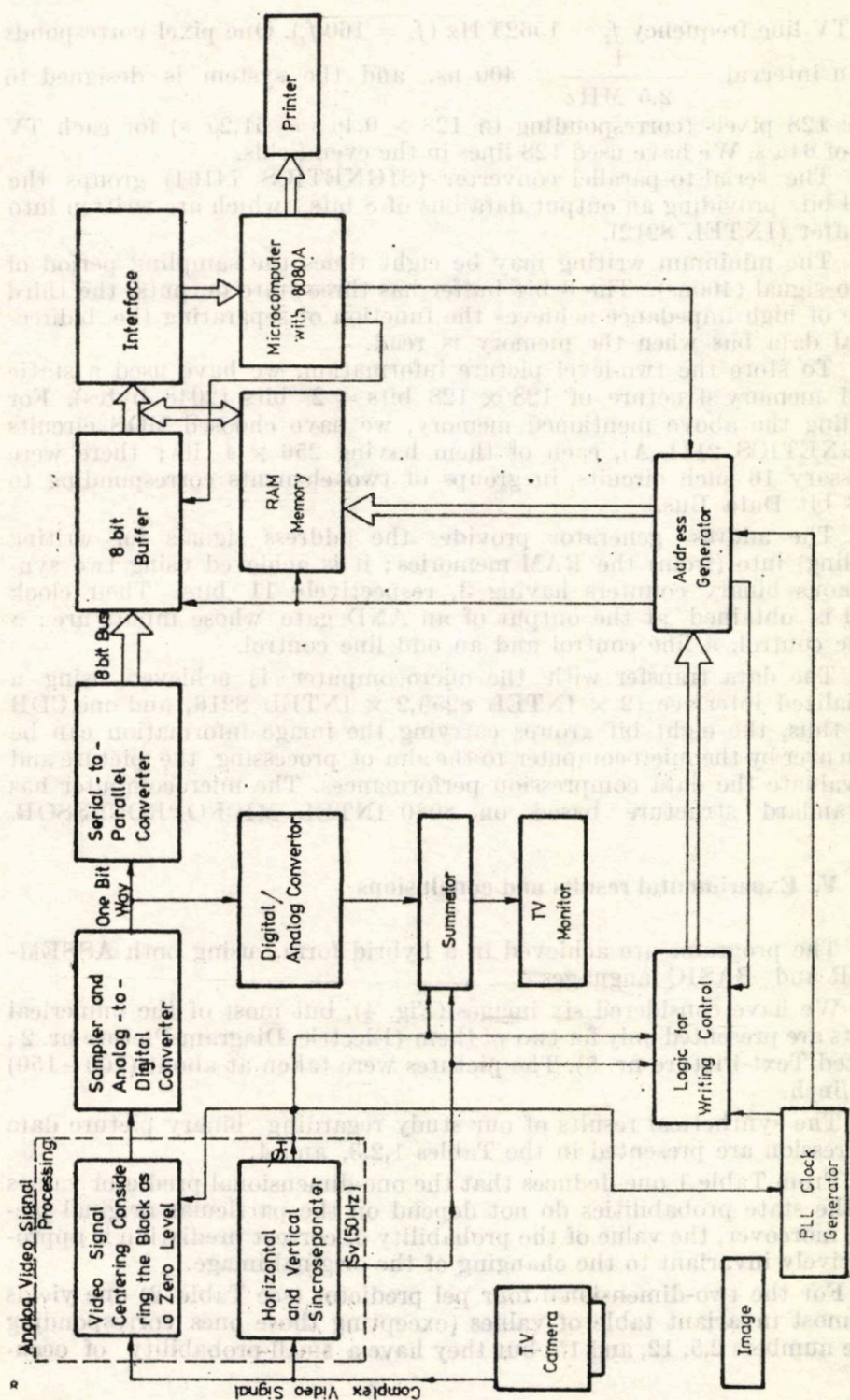


Fig. 3. — Detailed experimental picture taking over and processing system

the TV line frequency $f_z = 15625$ Hz ($f_s = 160 f_z$). One pixel corresponds to an interval $= \frac{1}{2.5 \text{ MHz}} = 400$ ns, and the system is designed to

store 128 pixels (corresponding to $128 \times 0.4 \mu\text{s} = 51.2 \mu\text{s}$) for each TV line of $64 \mu\text{s}$. We have used 128 lines in the even fields.

The serial-to-parallel converter (SIGNETICS 74164) groups the pixel bits providing an output data bus of 8 bits, which are written into a buffer (INTEL 8212).

The minimum writing may be eight times the sampling period of video signal (400ns). The 8 bit buffer has three state outputs, the third state of high impedance achieves the function of separating the bidirectional data bus when the memory is read.

To store the two-level picture information, we have used a static RAM memory structure of 128×128 bits $= 2$ bits (2048 bytes). For building the above mentioned memory, we have choosed MOS circuits (SIGNETICS 2111 A), each of them having 256×4 .its; there were necessary 16 such circuits, in groups of two elements corresponding to an 8 bit Data Bus.

The address generator provides the address signals for writing (reading) into (from) the RAM memories; it is achieved using two synchronous binary counters having 3, respectively 11 bits. Their clock signal is obtained at the output of an AND gate whose inputs are: a frame control, a line control and an odd line control.

The data transfer with the microcomputer is achieved using a specialized interface ($2 \times$ INTEL 8255, $2 \times$ INTEL 8216, and one CDB 417) thus, the eight bit groups carrying the image information can be taken over by the microcomputer to the aim of processing the picture and to evaluate the data compression performances. The microcomputer has a standard structure based on 8080 INTEL MICROPROCESSOR.

V. Experimental results and conclusions

The programs are achieved in a hybrid form, using both ASSEMBLER and BASIC languages.

We have considered six images (Fig. 4), but most of the numerical results are presented only for two of them (Electric Diagram-Picture nr. 2; Printed Text-Picture nr. 5). The pictures were taken at about (100–150) lines/inch.

The synthetical results of our study regarding binary picture data compression are presented in the Tables 1,2,3, and 4.

From Table 1 one deduces that the one-dimensional predictor values and the state probabilities do not depend on the particular original picture; moreover, the value of the probability of correct prediction is approximately invariant to the changing of the original image.

For the two-dimensional four pel predictor (see Table 2) one yields an almost invariant table of values (excepting those ones corresponding to the numbers 2,5, 12, and 15, but they have a small probability of occu-

rence). The state probabilities and respectively the correct prediction probabilities of a given model have not significant differences for the six considered images. Therefore, we can use coding methods based on an unique table of one-dimensional and respectively two-dimensional four pel predictors which do not depend on the particular picture. Our results are very close to those reported by Netravali [6].

Table 1

ONE DIMENSIONAL PREDICTOR PATTERN STATISTICS

- a) Picture nr.2 (Electric Diagram).
- b) Picture nr.5 (Printed Text)

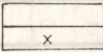
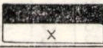
NUMBER	STATE CONFIGURATION	STATE PROBABILITY		PREDICTOR VALUE		CORRECT PREDICTION PROBABILITY	
		a	b	a	b	a	b
1		0.791	0.786	0	0	0.964	0.952
2		0.208	0.213	1	1	0.861	0.819

Table 3 shows the two-dimensional seven pel pattern statistics for the two test pictures.

The state configuration corresponding to the numbers 10, 12, 20, 22, 23, 24, 35, 38, 39, 41, 42, 43, 44, 46, 47, 48, 51, 55, 59, 66, 74, 75, 78, 82, 85, 86, 87, 88, 94, 106, 107, 117, 118, and 119 were not found for one or both of the considered images (we put the sign * for the predictor value).

For each pattern from those corresponding to the numbers 6, 15, 19, 45, 63, 70, 76, 80, 83, 91, 104, and 12, we have obtained different results for the two considered images.

For each of the state configurations having the numbers 17, 34, 36, 40, 49, 53, 72, 102, and 123 we obtained a difference between the common predictor value deduced for the two considered test pictures and the corresponding state predictor value given by Netravali [8].

The picture, coding experimental results are shown in Table 4. Concerning the methods which imply a processing stage based on seven pel predictor pattern, for those state configurations that are not found in Table 4, we have conventionally assigned the predictor value "0".

We observe that RLC methods, taking into account the run color, lead to better performances than those independent of the run color. This result is a consequence of the fact that the run statistics depends strongly on the run color. Comparing the performances of the considered preprocessing techniques, cascaded by RLC, one deduces that the best ones are obtained for the one pel prediction error image, one pel prediction ordered image and for seven pel prediction ordered image. It is an interesting and unexpected result, leading to the idea that in certain cases one can obtain a better coding efficiency taking into account a single

Table 2

TWO DIMENSIONAL FOUR PEL PREDICTOR PATTERN STATISTICS

a) Picture nr.1 (type-written text)
 b) Picture nr.2 (electric diagram)
 c) Picture nr.3 (handwritten text)

d) Picture nr.4 (printed text)
 e) Picture nr.5 (printed text)
 f) Picture nr.6 (news paper text)

NR.	STATE CONFIGURATION	STATE PROBABILITY						PREDICTOR VALUE						CORRECT PREDICTION PROBABILITY					
		a	b	c	d	e	f	a	b	c	d	e	f	a	b	c	d	e	f
1		0,7189	0,676	0,5834	0,6696	0,656	0,6884	0	0	0	0	0	0	0,994	0,996	0,993	0,993	0,993	0,993
2		0,0249	0,0196	0,0166	0,0192	0,0201	0,0258	1	1	0	0	0	1	0,594	0,546	0,541	0,620	0,599	0,573
3		0,0403	0,0428	0,0371	0,0506	0,0555	0,0457	0	0	0	0	0	0	0,883	0,903	0,779	0,861	0,834	0,893
4		0,0026	0,0015	0,0033	0,0036	0,0029	0,0030	1	1	1	1	1	1	0,904	0,719	0,907	0,844	0,893	0,897
5		0,0026	0,0019	0,0007	0,0016	0,0029	0,00093	1	1	0	0	0	1	0,761	0,500	0,583	0,576	0,511	0,599
6		0,0014	0,0005	0,0005	0,0015	0,0016	0,00055	1	1	1	1	1	1	0,956	0,750	0,777	0,959	0,962	0,666
7		0,0331	0,0398	0,0301	0,0439	0,0454	0,0404	1	1	1	1	1	1	0,753	0,853	0,761	0,762	0,758	0,795
8		0,0061	0,0064	0,0117	0,0095	0,0111	0,0077	1	1	1	1	1	1	0,999	0,980	0,999	0,986	0,983	0,975
9		0,0083	0,0095	0,0141	0,0111	0,0106	0,0093	0	0	0	0	0	0	0,985	0,986	0,982	0,988	0,982	0,993
10		0,0351	0,0344	0,0274	0,0420	0,0416	0,0399	0	0	0	0	0	0	0,743	0,766	0,701	0,735	0,749	0,757
11		0,0005	0,0099	0,0011	0,0011	0,0099	0,00043	0	0	0	0	0	0	0,999	0,799	0,947	0,944	0,866	0,999
12		0,0006	0,0036	0,0016	0,0015	0,0012	0,00093	1	0	1	1	1	1	0,799	0,561	0,555	0,560	0,789	0,599
13		0,0034	0,0036	0,0041	0,0051	0,0055	0,0041	0	0	0	0	0	0	0,857	0,719	0,984	0,719	0,715	0,848
14		0,037	0,0428	0,0393	0,0490	0,0465	0,0449	1	1	1	1	1	1	0,860	0,835	0,725	0,839	0,868	0,872
15		0,0235	0,0149	0,0139	0,0174	0,0201	0,0237	0	0	1	1	0	0	0,684	0,579	0,522	0,528	0,535	0,700
16		0,0609	0,1011	0,2142	0,0726	0,0776	0,0636	1	1	1	1	1	1	0,954	0,968	0,981	0,950	0,949	0,957

TWO DIMENSIONAL
SEVEN PEL PREDICTOR PATTERN STATISTICS

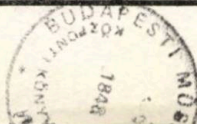
Table 3

a) Picture nr.2 (Electric Diagram)

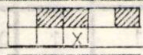
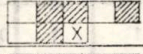
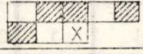
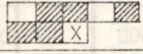
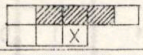
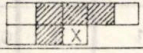
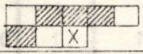
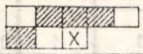
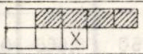
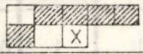
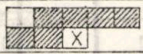
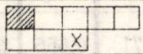
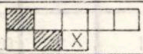
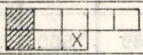
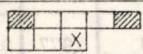
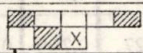
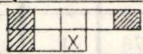
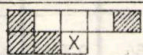
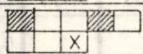
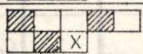
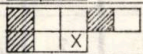
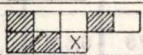
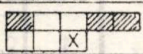
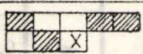
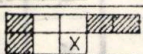
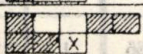
b) Picture nr.5 (Printed Text)

c) Statistics Given by Netravali[8]

Nr.	State Configuration	State probability		Predictor value			Correct prediction probability		
		a	b	a	b	c	a	b	c
1		0,601	0,565	0	0	0	0,996	0,984	0,999
2		0,0019	0,0031	1	1	1	0,799	0,673	0,834
3		0,0062	0,0083	0	0	0	0,979	0,992	0,982
4		0,00895	0,0062	1	1	1	0,744	0,520	0,767
5		0,037	0,044	0	0	0	0,991	0,975	0,965
6		0,000254	0,00019	1	0	1	1	0,666	0,931
7		0,000019	0,0023	0	0	0	1	0,972	0,918
8		0,000063	0,00076	1	1	1	0,699	0,500	0,924
9		0,00171	0,0029	0	0	0	0,888	0,717	0,776
10		0	0,00031	*	1	1	1	0,799	0,951
11		0,000063	0,00019	0	0	0	1	0,666	0,673
12		0	0,00006	*	1	1	1	1	0,960
13		0,0377	0,0484	0	0	0	0,917	0,841	0,833
14		0,000317	0,00101	1	1	1	1	1	0,985
15		0,000508	0,00139	1	0	0	0,625	0,681	0,787
16		0,000952	0,000776	1	1	1	0,799	0,916	0,973
17		0,00171	0,00203	1	1	0	0,592	0,593	0,602
18		0,000254	0,00089	1	1	1	1	0,928	0,948
19		0,000063	0,000063	0	1	0	1	1	0,617
20		0	0,00031	*	1	1	1	1	0,936
21		0,000063	0,00031	0	0	0	1	0,799	0,629
22		0	0,000063	*	1	1	1	1	0,793
23		0	0	*	*	1	1	1	0,571
24		0	0,000063	*	1	1	1	1	0,972



0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
25		0,0142	0,0170	1	1	1	0,915	0,914	0,819
26		0,000762	0,0045	1	1	1	1	1	0,992
27		0,000254	0,000063	1	1	1	0,750	1	0,623
28		0,00019	0,00101	1	1	1	1	1	0,967
29		0,0233	0,0276	1	1	1	0,798	0,676	0,649
30		0,00317	0,00387	1	1	1	1	0,983	0,996
31		0,000127	0,000127	1	1	1	1	0,500	0,524
32		0,000954	0,00114	1	1	1	1	0,944	0,985
33		0,000762	0,00107	0	0	0	1	0,882	0,971
34		0,00101	0,00133	0	0	1	0,750	0,523	0,522
35		0	0,000063	*	0	0	1	1	0,906
36		0,000254	0,00133	0	0	1	0,750	0,619	0,636
37		0,000127	0,000063	0	0	0	1	1	0,934
38		0	0	*	*	1	1	1	0,503
39		0	0	*	*	0	1	1	0,556
40		0,000063	0,000063	0	0	1	1	1	0,751
41		0	0,00019	*	0	0	0,833	0,666	0,854
42		0	0,000063	*	0	1	1	1	0,583
43		0	0	*	*	0	1	1	0,684
44		0	0,000127	*	1	1	1	1	0,813
45		0,000063	0,000127	0	1	0	0,750	0,500	0,910
46		0	0	*	*	0	1	1	0,516
47		0	0	*	*	0	1	1	0,645
48		0	0	*	*	1	1	1	0,837
49		0,0012	0,00158	1	1	0	0,578	0,639	0,661
50		0,0128	0,0156	1	1	1	0,980	0,963	0,973
51		0	0	*	*	0	1	1	0,895
52		0,00139	0,0055	1	1	1	0,909	0,747	0,759

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
53		0,000254	0,000127	1	1	0	0,500	0,500	0,783
54		0,00114	0,00019	1	1	1	0,888	0,666	0,868
55		0	0	*	*	0	1	1	0,765
56		0,00019	0,000127	1	1	1	0,666	0,500	0,729
57		0,00082	0,00469	1	1	1	0,615	0,891	0,726
58		0,00539	0,00781	1	1	1	1	0,975	0,997
59		0	0,000063	*	1	0	1	1	0,594
60		0,00165	0,00298	1	1	1	1	1	0,950
61		0,00438	0,00476	1	1	1	0,637	0,519	0,530
62		0,0144	0,0144	1	1	1	1	1	0,996
63		0,000127	0,000127	1	0	0	0,500	1	0,768
64		0,00323	0,00228	1	1	1	0,901	0,722	0,961
65		0,00571	0,00717	0	0	0	1	1	0,996
66		0	0,000127	*	0	1	1	1	0,768
67		0,0213	0,0272	0	0	0	0,997	1	0,997
68		0,00666	0,00838	0	0	0	0,742	0,780	0,648
69		0,000635	0,00165	0	0	0	1	0,961	0,982
70		0,000063	0,000063	1	0	1	1	1	0,757
71		0,00171	0,00361	0	0	0	1	0,964	0,988
72		0,00057	0,00139	0	0	1	0,666	0,727	0,614
73		0,000127	0,000063	0	0	0	1	1	0,902
74		0	0	*	*	1	1	1	0,625
75		0,000127	0	1	*	0	0,500	1	0,717
76		0,000063	0,000063	0	1	1	1	1	0,880
77		0,000825	0,00165	0	0	0	0,769	0,961	0,924
78		0	0	*	*	1	1	1	0,748
79		0,000234	0,000889	0	0	0	0,864	1	0,906
80		0,000254	0,000509	0	1	1	0,750	0,750	0,826

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
81		0,000063	0,000254	0	0	0	1	1	0,879
82		0	0,000063	*	1	1	1	1	0,660
83		0,000063	0,000063	0	1	0	1	1	0,531
84		0,000254	0,000127	1	1	1	0,500	1	0,882
85		0	0	*	*	0	1	1	0,897
86		0	0	*	*	1	1	1	0,739
87		0	0	*	*	1	1	1	0,623
88		0	0	*	*	1	1	1	0,846
89		0,000254	0,00019	0	0	0	0,750	0,666	0,551
90		0,000063	0,000063	1	1	1	1	1	0,912
91		0,00069	0,000063	1	0	1	1	1	0,537
92		0,000571	0,000063	1	1	1	1	1	0,921
93		0,000444	0,00038	0	0	0	0,571	0,666	0,712
94		0,000127	0	1	*	1	1	1	0,959
95		0,0012	0,000127	1	1	1	0,789	0,500	0,561
96		0,000762	0,000444	1	1	1	0,833	0,857	0,959
97		0,00171	0,00279	0	0	0	1	0,977	0,991
98		0,000698	0,00127	1	1	1	0,727	0,799	0,795
99		0,00533	0,00501	0	0	0	0,976	1	0,997
100		0,0295	0,0363	0	0	0	0,766	0,798	0,711
101		0,00044	0,000762	0	0	0	1	1	0,978
102		0,000127	0,000127	0	0	1	1	1	0,796
103		0,000381	0,00089	0	0	0	1	1	0,982
104		0,0026	0,00146	0	1	0	0,878	0,521	0,576
105		0,000063	0,000127	0	0	0	1	1	0,894
106		0	0	*	*	1	1	*	0,686
107		0	0	*	*	0	1	*	0,678
108		0,000381	0,000127	1	1	1	0,666	1	0,703

[illegible]

Table 4

SYNTHETICAL DATA COMPRESSION EXPERIMENTAL RESULTS

a) Picture nr. 2 (Electric Diagram)

b) Picture nr. 5 (Printed Text)

Method	Compression Ratio	Original		1 pel Prediction Ordered Image		4 pel Prediction Ordered Image		7 pel Prediction Ordered Image		1 pel Prediction Error Image		4 pel Prediction Error Image		7 pel Prediction Error Image	
		a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b
	Q_m (Relation (1.1))	1353	1158	2.037	1509	1508	1346	1737	1388	1905	1374	1757	1363	0.817	0.703
RLC	Q_{max} (Relation (1.1)) for RLC Independent of Run Color	2382	2227	3.226	2699	2793	2530	2982	2617	3267	2677	3192	2694	1.919	1.795
	Q_{max} (Relation (1.1)) for RLC Function of Run Color	2553	2413	3365	2768	2920	2610	3117	2695	3711	3016	3628	3084	2.179	2.016
	Q_{max}^{Markov} (Relation (7.1)) for RLC of Run Color	2200	1911	2852	2228	2346	2123	2.618	2.17	2815	2158	2638	2124	1.536	1.391
	Q_{max}^{Markov} (Relation (7.1)) for RLC Function of Run Color	2373	2052	2988	2422	2529	2266	2007	2314	3772	2827	3733	2814	2.057	1.751
WBS	Q_{max} (Relation (1.1)) for WBS	N=8	N=8	N=10	N=8	N=8	N=8	N=14	N=7	N=8	N=6	N=6	N=6	N=6	N=6
	Q_{max}^{Markov} (Relation (7.1)) for WBS	N=5	N=5	N=6	N=5	N=5	N=5	N=6	N=4	N=6	N=5	N=6	N=5	N=4	N=4
		1720	1570	1780	1667	1777	1646	1855	1632	2629	2167	2579	2157	1.703	1.519
Picture Statistics	$q_0 = P(B/W)$	0.06	0.075	0.043	0.058	0.054	0.064	0.046	0.063	0.035	0.053	0.038	0.054	0.093	0.115
	$q_1 = P(W/B)$	0.231	0.262	0.130	0.191	0.214	0.223	0.183	0.216	0.586	0.613	0.720	0.641	0.763	0.690

neighbor pel for prediction, than by considering more pels. This result depends on the resolution considered for the test images (about 100–150 lines/inch). We expect that for an increasing resolution we obtain a better result for a more complicated predictor pattern (seven pels).

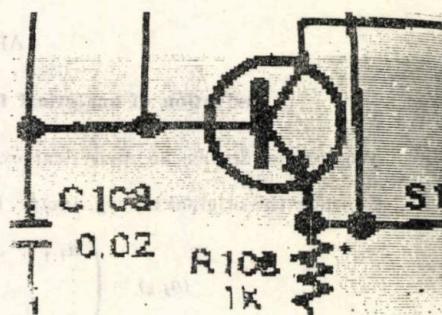
In the case of WBS method, the best performances are obtained for the image of prediction errors (one pel and four pels) and for the seven pel prediction ordered image. There is an optimum dimension of block N ($N = 5, 6, 7, 8, 9$), which corresponds to the maximum compression ratio (The encountered values of N in Table 4). This critical value of N does not depend too much on the considered picture or on the previous processing method; therefore, we can use the typical value, $N_{\text{optim}} = 8$, for all the pictures.

The conditional probabilities $q_0 = p(B/W)$ and $q_1 = p_0(W/B)$ are almost invariant with the particular original picture, but they depend on the preprocessing techniques.

The first order Markov model leads to the compression ratios obtained by RLC or WBS, which differ on only maximum 20% from the real ones. The assumption that the pel color depends on only that of the preceding

cuprind
foarte a
re este

Picture 1: Type-written text;



Picture 2: Electric diagram;

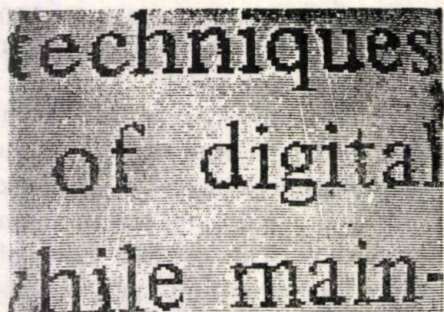
are a
with
reception

Picture 3: Handwritten text;

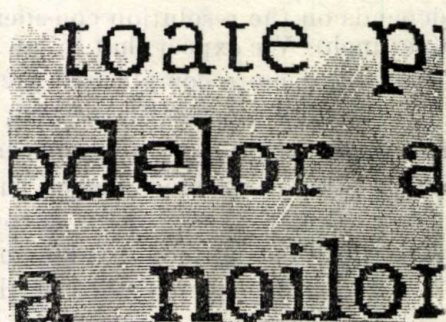
ion coding
compression
erate cost,

Picture 4: Printed text;

Fig. 4 — Digitized pictures



Picture 5: Printed text;



Picture 6: Newspaper text.

pel of the same line is too restrictive; it is clear that there is a strong correlation between the color of a pel and those of the other neighbors. Thus, one can explain why real compression ratios are generally greater than the theoretical ones, deduced on the assumption of a first order Markov model.

APPENDIX

Derivation of analytical formula of the ordering transform

We further deduce an analytical expression of the ordering transform described by Netravali et al [6].

Consider the original binary image, having an " $n \times n$ " matrix representation:

$$(a_{j,k}) = \begin{pmatrix} a_{1,1} & \dots & a_{1,n} \\ \vdots & & \vdots \\ a_{n,1} & \dots & a_{n,n} \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$1 \leq j \leq n \quad a_{j,k} \in \{0,1\} \quad (,,\text{White}" = ,,0"), (,,\text{Black}" = ,,1"),$$

$$1 \leq k \leq n$$

Consider the " j "-th line from the matrix $(a_{j,k})$ and denote by T_{jk} the ordering transform of the general element $a_{j,k}$:

$$T_{jk} = T(a_{j,k}) \quad (\text{A.2})$$

The pels of the " j "-th line are read from left to right and are written in a new line (the transform of the " j "-th line) in an order beginning from left to right for the "White" predictors. In the moment when we have to order the a_{jk} -th element, the configuration of the places taken in the transformed " j "-th line are illustrated in Fig. A1.

The number of places taken on the left side in the " j "-th transform line (Fig. A1) are given by the number of white predictors:

$$r_{jk} = \sum_{l=1}^{k-1} \bar{p}_{j,l} \quad (k = 2, \dots, n), r_{j1} = 0 \quad (\text{A.3})$$

where $(-)$ represents the logical inversion.

Denote by P_{jk} the predictor for the " $a_{j,k}$ " element (the relations (39), (40), (41), and (42)):

$$P_{jk} \in \{0; 1\} \text{ ("White" = "0", "Black" = "1").}$$

The number of places taken on the right side of the transformed line is equal to the number of black predictors:

$$k - r_{jk} - 1 = \sum_{l=1}^{k-1} P_{jl} \quad (\text{A.4})$$

where;

$$\sum_{l=1}^{k-1} P_{jl} + \sum_{l=1}^{k-1} \bar{P}_{jl} = k - 1, \quad (\text{A.5})$$

Now, we have to determine the transform T_{jk} of $a_{j,k}$. That means the element $a_{j,k}$ becomes the T_{jk} -th element (from left to right) in the new ordered line.

From (A.3) and (A.4) one obtains:

$$T_{jk} = \begin{cases} r_{jk} + 1, & \text{if } P_{jk} = "0" \\ n - k + r_{jk} + 1, & \text{if } P_{jk} = "1" \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

The relation (A.6) can be written as:

$$T_{jk} = (1 - P_{jk})(r_{jk} + 1) + P_{jk}(n - k + r_{jk} + 1), \quad (\text{A.7})$$

which is equivalent to:

$$\begin{cases} T_{jk} = 1 + (n - k)P_{jk} + \sum_{l=1}^{k-1} \bar{P}_{jl} & (k = 2, \dots, n) \\ T_{j1} = 1 + (n - 1)P_{j1}, \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

or, taking into account (A.5), one yields:

$$\begin{cases} T_{jk} = k + (n - k + 1)P_{jk} - \sum_{l=1}^k P_{jl} \\ (1 \leq k \leq n; 1 \leq j \leq n). \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

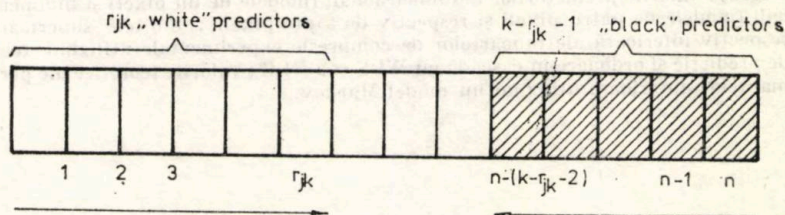


Fig. A.1. Configuration of the places taken in the ordered j -th line after transforming the first $(k - 1)$ pels from the original j -th line.

REFERENCES

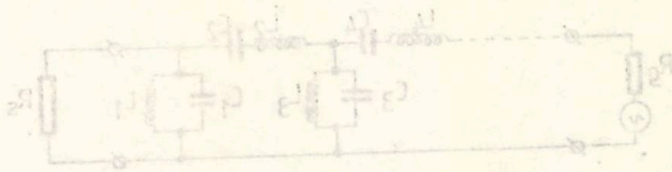
1. T. S. Huang, IEEE Trans. on Commun., vol. COM-25, nr. 11, pp. 1406-1424, Nov. 1977.
2. H. G. Mussman, D. Preuss, IEEE Trans. on Commun., vol. COM-25, nr. 11, pp. 1425-1433, Nov. 1977.
3. T. S. Huang, A. D. Hussain, IEEE Trans. on Commun., vol. COM-23, pp. 1450-1460, Dec 1975.

5. T. S. Huang, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-21 Dec. 1975.
6. A. N. Netravali, F. W. Mounts, E. G. Bowen, Bell Syst. Tech. J., vol. 55, nr. 10, pp. 1539—1552, Dec. 1976.
7. F. W. Mounts, A. N. Netravali, K. A. Walsh, Bell Syst. Tech. J., vol. 57, nr. 8, pp. 3057—3067, Oct. 1978.
8. A. N. Netravali, F. W. Mounts, Proceedings of the IEEE, vol. 68, nr. 7, pp. 796—807, July 1980.
9. V. E. Neagoe, D. Cosma, M. Golopența, C. Golopența, „Asupra Compresiei de Date a Imaginilor Binare” Comunicare la Simpozionul Național de Electronică Aplicată, București, 23—25 Aprilie 1981.
10. V. E. Neagoe, D. Cosma, M. Golopența, C. Golopența, D. Barbu, A. Bogdănescu, „Asupra unor Metode de Codare Eficientă a Imaginilor Binare”, Comunicare la Sesiunea Jubiliară a I.P.B., 11—12 Dec. 1981.
11. V. E. Neagoe, D. Cosma, M. Golopența, C. Golopența, D. Barbu, A. Bogdănescu, „On the Data Compression of Binary Images Using Predictive and Ordering Techniques”, in volumul Simpozionului Național de Teoria Sistemelor, Craiova, 11—12 Iunie 1982.
12. V. E. Neagoe, D. Cosma, M. Golopența, C. Golopența, A. Barbu, D. Barbu, „Contribuții la Studiul Codării Eficiente a Imaginilor Binare”, Comunicare la Sesiunea I.M.S.A.T., București, 20—21 Dec. 1982.
13. H. G. Musman, D. Preuss, Nachritentech. Z., vol. NTZ-26, nr. 2, pp. 91—94, Feb. 1973.
14. D. Preuss, Conf. Rec. 1975 IEEE Int. Conf. Communications, pp. 7.12—7.16, June 16—18, 1975.
15. M. Huet, Annales des Télécom., vol. 29, pp. 281—300, 1974.
16. H. Tanaka, A. Leon-Garcia, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-28, nr. 6, pp. 880—890, Nov. 1982.

Metode de predicție și ordonare în cascade cu codarea prin sărirea zonelor albe sau cu codarea lungimii șirurilor pentru compresia de date a imaginilor

În cadrul acestei lucrări sînt studiate tehnici predictive și de ordonare ca metode de prelucrare preliminară a imaginilor urmate fie de codarea lungimii șirurilor (RLC), fie de codarea prin sărirea zonelor albe (WBS) și sînt comparate performanțele obținute.

Modelul experimental de prelucrare a imaginilor realizat permite prelucrarea unei imagini binare de 128×128 pixeli, care este înscrisă într-o memorie RAM, de unde informația de imagine este condusă la intrarea unui microcalculator conținînd microprocesorul Intel 8080. Rezultatele programelor scrise în BASIC conțin: statistica imaginilor test (probabilitatea Negru/Alb și respectiv Alb/Negru); valorile predictorilor unidimensionali (modele de un pixel) și bidimensionali (modele de patru pixeli și respectiv de șapte pixeli); limitele superioară și respectiv inferioară ale rapoartelor de compresie experimentale utilizînd tehnici de predicție și ordonare în cascade cu WBS sau RLC; valorile teoretice ale performanțelor anterioare utilizînd un model Markov.



C. Z.: 621. 39
621. 372. 821
621. 372. 54

CALCULUL FILTRELOR TRECE BANDA PENTRU MICROUNDE

G. E. LOJEWSKI*

În lucrare se prezintă o metodă de proiectare a filtrelor trece-bandă pentru microunde. Metoda constă în sinteza unui filtru prototip cu constante concentrate, urmată de înlocuirea elementelor concentrate prin structuri echivalente, implementate în ghid de undă. (diafragme, tije, etc.).

Metoda prezentată a fost aplicată cu succes la calculul și realizarea unor filtre în banda X (10 GHz), în ghid standard de secțiune dreptunghiulară.

Introducere

La frecvențe joase, filtrele sint alcătuite din condensatoare și inducătoare. Aceste componente au proprietăți ce depind de frecvență într-un mod simplu, ceea ce a permis formularea unor metode detaliate și complete de sinteză a filtrelor, în vederea obținerii unor caracteristici de frecvență impuse.

În domeniul microundelor, filtrele se realizează aproape în exclusivitate din elemente cu constante distribuite (tronsoane de linii, ghiduri). Sinteza acestor filtre este o problemă dificilă și rezolvată doar în mică măsură [1], [2]. În general se preferă o sinteză indirectă, conținând două faze:

- se calculează întâi un filtru (fictiv) cu elemente concentrate, corespunzând caracteristicii de frecvență dorite;
- se înlocuiesc apoi reactanțele (concentrate) ale schemei prin elemente de tip distribuit, echivalente în banda de frecvențe care prezintă interes.

În cazul filtrelor trece bandă, sinteza se face de obicei pornind de la un filtru-prototip trece-jos, după care, printr-o transformare de frecvență, se obține filtrul trece-bandă [3], [4]. Acesta conține două tipuri de elemente componente: circuite rezonante derivație, în brațele paralele și circuite rezonante serie, în brațele serie (fig. 1).

La frecvențe nu prea ridicate, aceste elemente pot fi realizate (aproximativ) folosind tronsoane de linii terminate în scurtcircuit, de lungimi adecvate, interconectate în mod corespunzător.

La frecvențe mai înalte, când se impune folosirea ghidurilor de undă, trebuie folosite rezonatoare de volum (cavități).

* Șef lucrări ing., catedră Radiocomunicații

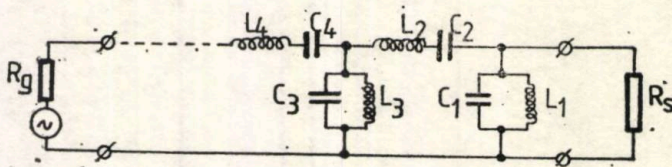


Fig. 1

Rezonatoare folosite în filtrele trece bandă pentru microunde

O metodă simplă de a se obține un diport cu proprietăți selective (rezonator) este introducerea în ghid a două diafragme subțiri. Deoarece schema echivalent a unei discontinuități subțiri, fără pierderi, se reduce la o reactanță paralel pe linia echivalentă ghidului, diportul compus din ansamblul de două diafragme și porțiunea de ghid dintre ele poate fi reprezentat — într-o bandă nu prea largă de frecvențe — prin schema echivalentă din figura 2.

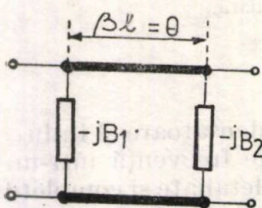


Fig. 2

Diafragmele (discontinuități reciproce,, simetrice, fără pierderi, subțiri) pot fi caracterizate printr-o singură mărime reală, care determină toți parametrii S . Mărimea aleasă pentru caracterizare poate fi susceptanța normată B , sau modulul coeficientului de reflexie, sau faza lui, etc. În cele ce urmează, diafragmele vor fi caracterizate prin faza φ a coeficientului de reflexie S_{11} :

$$S_{11} = S_{22} = -\cos \varphi \cdot e^{j\varphi}$$

$$S_{21} = S_{12} = j \sin \varphi \cdot e^{j\varphi} \quad (1)$$

Această fază φ este legată de susceptanța normată B a diafragmei prin relația

$$\operatorname{tg} \varphi = -2/B$$

adică

$$\varphi = \pi - \operatorname{arctg} \frac{2}{B}$$

Parametrii S ai diportului din figura 2 pot fi determinați prin metoda reflexiilor succesive:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \Gamma_1 + T_1 e^{-j\theta} \Gamma_2 e^{-j\theta} T_1 + T_1 e^{-j\theta} \Gamma_2 e^{-j\theta} \Gamma_1 e^{-j\theta} \Gamma_2 e^{-j\theta} T_1 + \dots = \\ &= \Gamma_1 + \frac{\Gamma_2 T_1^2 e^{-j2\theta}}{1 - \Gamma_1 \Gamma_2 e^{-j2\theta}} \end{aligned}$$

$$S_{21} = T_1 e^{-j\theta} T_2 + T_1 e^{-j\theta} \Gamma_2 e^{-j\theta} \Gamma_1 e^{-j\theta} T_2 + \dots = \frac{T_1 e^{-j\theta} T_2}{1 - \Gamma_1 \Gamma_2 e^{-j2\theta}}$$

unde s-au notat cu T_i și Γ_i coeficienții de transmisie (S_{21}) respectiv reflexie (S_{11}) ai celor două diafragme. Înlocuind expresiile acestor coeficienți se obține :

$$S_{11} = e^{j\varphi_1} \cdot \frac{-\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 - 2\theta)}}{1 - \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 - 2\theta)}} = S_{22}$$

$$S_{21} = \frac{-\sin \varphi_1 \sin \varphi_2 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 - \theta)}}{1 - \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 - 2\theta)}} = S_{12} \quad (3)$$

Se observă că diportul prezintă o transmisie totală (reflexie nulă) la o frecvență ω_0 , dacă sînt satisfăcute simultan relațiile :

$$\varphi_1 = \varphi_2 \quad (4)$$

$$\varphi_1 + \varphi_2 - 2\theta = 2K\pi$$

Cea mai scurtă distanță între diafragme care satisface aceste condiții este :

$$\beta l = \theta = \varphi = \pi - \operatorname{arctg} \frac{2}{B_1} \quad (5)$$

Dacă aceste condiții sînt înlocuite în expresia coeficientului de transfer, se obține :

$$S_{21} = e^{-j(\pi - \theta)}$$

Deci la o anumită frecvență ω_0 (la care sînt satisfăcute condițiile (4)) diportul este „perfect transparent” și este echivalent cu un tronson de linie de lungime electrică $\beta l_{ech} = \pi - \theta$, adică

$$\beta l_{ech} = \operatorname{arctg} \frac{2}{B} \quad (6)$$

Pentru o bandă îngustă de frecvențe în jurul lui ω_0 , diportul poate fi echivalat cu un circuit derivație, conectat la mijlocul unui tronson de lungime l_{ech} , dacă se impune condiția suplimentară ca factorul de calitate al celor două rezonatoare (terminate adaptat la ambele capete) să fie același (figura (3)).

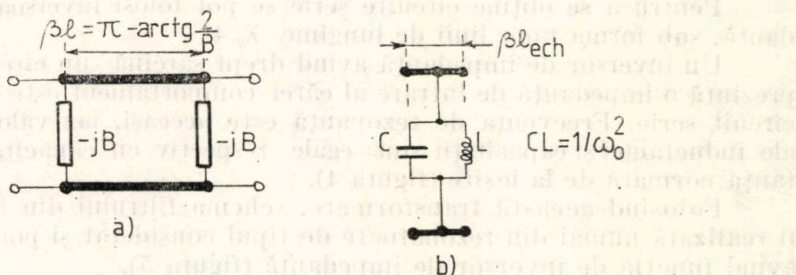


Fig. 3

Factorul de calitate al unui rezonator poate fi definit în mai multe feluri. În mod curent se folosesc definiții bazate pe energia oscilantă înmagazinată W și puterea pierdută P_p sau pe viteza cu care se modifică reactanța :

$$Q = \omega_0 \cdot \frac{W}{P_p} \quad (7.a)$$

sau

$$Q = \frac{\omega}{2r_0} \cdot \left. \frac{\partial x}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (7.b)$$

Aceste definiții, deși diferite, conduc la valori aproximativ identice în cazul factorilor de calitate de valoare mare [5]. Aplicînd definiția (7.a) circuitelor din figura 3 se obține următoarea condiție de echivalență :

$$B_c = \frac{1}{\sqrt{1 - (\omega_c/\omega_0)^2}} \cdot f(B) \quad (8)$$

unde B_c este susceptanța normată $\omega_0 C/Y_0$ a capacității din schema echivalentă, iar

$$f(B) = \frac{B}{2} \sqrt{B^2 + 4} \left(\pi - \arctg \frac{2}{B} \right) + \frac{B^2 + 2}{\sqrt{B^2 + 4}} \quad (9)$$

Pentru valori mari ale susceptanței normate ($B \gg 1$), relația (9) poate fi înlocuită prin relația aproximativă

$$f(B) \simeq \left(\frac{B^2}{2} + 1 \right) \pi \quad (9')$$

Cu relațiile (9) sau (9') se poate calcula susceptanța B a diaframelor astfel încît cele două rezonatoare din figura 3 să aibă proprietăți selective asemănătoare.

Filtre cu rezonatoare cuplate prin tronsoane de ghid $\lambda/4$

Schema unui filtru trece-bandă conține rezonatoare derivație conectate paralel și rezonatoare serie conectate în serie (figura 1).

Pentru a se obține circuite serie se pot folosi inversoare de impedanță, sub forma unor linii de lungime $\lambda_g/4$.

Un inversor de impedanță avînd drept sarcină un circuit derivație prezintă o impedanță de intrare al cărei comportament este similar cu un circuit serie. Frecvența de rezonanță este aceeași, iar valorile normate ale inductanței și capacității sînt egale respectiv cu capacitatea și inductanța normată de la ieșire (figura 4).

Folosind această transformare, schema filtrului din figura 1 poate fi realizată numai din rezonatoare de tipul considerat și porțiuni de ghid avînd funcția de inversor de impedanță (figura 5).

În această structură, susceptanța diafragmelor B_k se obține plecând de la valoarea capacității C_k din schema filtrului cu constante concentrate, folosind relațiile (9) sau (9'). Lungimile rezonatoarelor sînt date de relația (5):

$$\beta_0 l_k = \pi - \operatorname{arctg} \frac{2}{B_k} \quad (10)$$

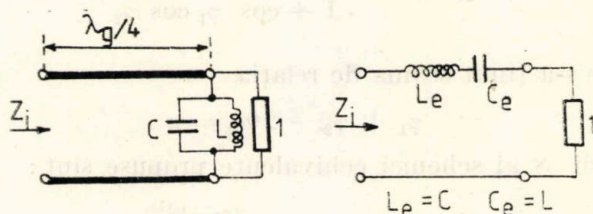


Fig. 4

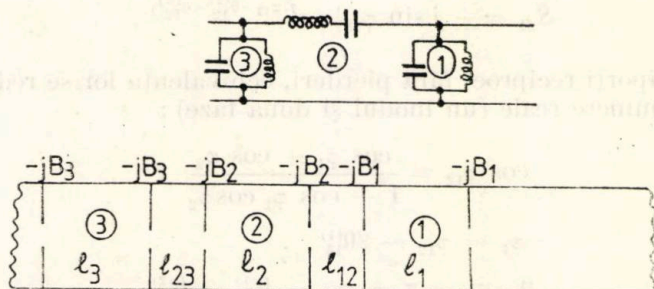


Fig. 5

Lungimile tronsoanelor de cuplaj se aleg astfel încît să se țină seama și de tronsoanele suplimentare care apar la echivalarea fiecărui rezonator cu cite un circuit derivație (6):

$$\beta_0 l_{k,k+1} = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \left(\operatorname{arctg} \frac{2}{B_k} + \operatorname{arctg} \frac{2}{B_{k+1}} \right) \quad (11)$$

Filtre cu rezonatoare cuplate direct

Porțiunile de ghid inversoare de impedanță complică structura filtrelor și măresc lungimea lor. Pentru a evita aceste dezavantaje se pot analiza soluții mai compacte, în care tronsoanele de cuplaj să fie înlocuite cu alte structuri echivalente (figura 6).

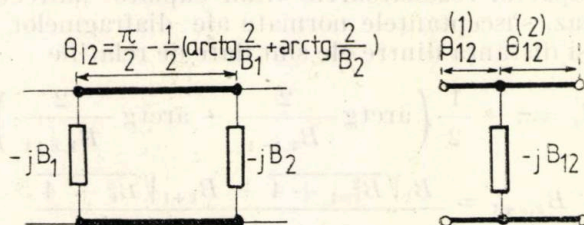


Fig. 6

Echivalența se va stabili analizând parametrii de diport ai celor două scheme. Parametrii S ai tronsonului de cuplaj mărginit de diafragme sînt :

$$S_{11} = -e^{j\varphi_1} \cdot \frac{\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2}{1 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2}$$

$$S_{21} = e^{j\theta_{12}} \cdot \frac{\sin \varphi_1 \sin \varphi_2}{1 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2}$$

expresii în care s-a ținut seama de relația

$$\varphi_1 + \varphi_2 - 2\theta_{12} = \pi$$

Parametrii S ai schemei echivalente propuse sînt :

$$S_{11} = -\cos \varphi_{12} \cdot e^{j(\varphi_{12} - 2\theta_{12}^{(1)})}$$

$$S_{21} = \pm j \sin \varphi_{12} \cdot e^{j(\varphi_{12} - \theta_{12}^{(1)} - \theta_{12}^{(2)})}$$

Fiind diporți reciproci fără pierderi, echivalența lor se reduce la trei egalități de numere reale (un modul și două faze) :

$$\cos \varphi_{12} = \frac{\cos \varphi_1 + \cos \varphi_2}{1 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2}$$

$$\varphi_1 = \varphi_{12} - 2\theta_{12}^{(1)}$$

$$\theta_{12} = \pm \pi + \varphi_{12} - \theta_{12}^{(1)} - \theta_{12}^{(2)}$$

Revenind la exprimarea în funcție de susceptanțele normate ($\operatorname{tg} \varphi = -2/B$) se obțin următoarele valori pentru elementele schemei echivalente :

$$B_{12} = \frac{B_1 \sqrt{B_2^2 + 4} + B_2 \sqrt{B_1^2 + 4}}{2} \quad (12)$$

$$\theta_{12}^{(1)} = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2}{B_1} - \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2}{B_{12}} \quad (13.a)$$

$$\theta_{12}^{(2)} = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2}{B_1} - \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{2}{B_{12}} \quad (13.b)$$

Înlocuind astfel toate tronsoanele de cuplaj, structura filtrului devine mai compactă, rezonatoarele fiind cuplate „direct” (figura 7).

În acest caz, susceptanțele normate ale diaframelor care limitează rezonatorul k și distanța dintre ele sînt date de relațiile

$$\beta_0 l_k = \pi - \frac{1}{2} \left(\operatorname{arctg} \frac{2}{B_{k,k-1}} + \operatorname{arctg} \frac{2}{B_{k,k+1}} \right) \quad (14)$$

$$B_{k,k+1} = \frac{B_k \sqrt{B_{k+1}^2 + 4} + B_{k+1} \sqrt{B_k^2 + 4}}{2} \quad (15)$$

Relațiile (14), (15) permit calculul unui filtru cu rezonatoare cuplate direct în felul următor: se calculează filtrul cu constante concentrate, se calculează reactanțele normate B , necesare pentru rezonatoarele independente, se calculează apoi reactanțele normate de cuplaj $B_{k,k+1}$ și distanțele dintre ele l_k .

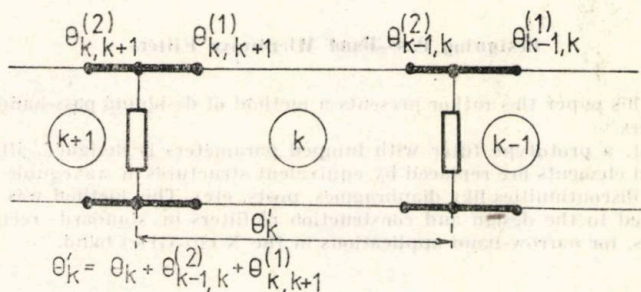


Fig. 7

Se observă că în cazul rezonatoarelor cuplate direct rezultă valori ale susceptanțelor normate mult mai mari decât în cazul rezonatoarelor cuplate prin tronsoane $\lambda/4$. Aceasta poate conduce la dificultăți tehnologice de realizare, în special în cazul filtrelor de bandă îngustă..

Observații în legătură cu metoda de proiectare

Metoda de sinteză prezentată se referă la filtre fără pierderi (reactanțe pure). Existența pierderilor modifică întrucîtva comportarea filtrului, astfel încît atenuarea de inserție nu va fi nulă la nici o frecvență. În cazul unor filtre realizate cu rezonatoare de bună calitate, aceste pierderi suplimentare de inserție în banda de trecere vor fi mici (decibeli sau fracțiuni de decibeli), iar în banda de atenuare efectul lor va fi neglijabil.

Pe de altă parte, realizarea filtrului are la bază o serie întreagă de echivalări a căror valabilitate este limitată. Toate echivalările făcute sînt valabile, în realitate, la o singură frecvență ω_0 și pot fi considerate aproximativ valabile într-o bandă îngustă de frecvențe în jurul lui ω_0 . Relațiile de proiectare pot fi aplicate corect numai pentru filtre de bandă îngustă și chiar în acest caz comportarea în bandă de atenuare poate diferi sensibil de cea prevăzută, în special la frecvențe îndepărtate.

În lucrarea [6] este descrisă proiectarea și realizarea unui filtru trece bandă cu ajutorul relațiilor prezentate mai sus. Se observă o corespundență foarte bună a rezultatelor experimentale.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Matsumoto, Microwave Filters and Circuits, Academic Press, N. Y., 1970.
2. A. Matthaei, L. Young, B. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures, Mc Graw Hill, 1964.
3. G. L. Ragan, Microwave Transmission Circuits, Mc Graw Hill, 1948.

4. R. Collin, Foundations for Microwave Engineering, Mc Graw Hill, 1966.
5. G. E. Lojewski, Considerații privind calculul factorului de calitate al rezonatoarelor, Simpozion ICITA, nov. 1984.
6. G. E. Lojewski, Filtru trece-bandă pe ghid dreptunghiular în banda X, Al treilea Simpozion de Tehnica Microundelor, București, 1983.
7. S. Cohn, Direct-Coupled-Resonator Filters, PIRE, febr. 1957.
8. A. M. Model, Filtri SVC v radiorelelinih sistemahsviazi, 1967.

Designing Pass-Band Microwave Filters

In this paper the author presents a method of designing pass-band microwave filters.

First, a prototype filter with lumped parameters is designed, after what the lumped elements are replaced by equivalent structures in waveguide (combinations of discontinuities like diaphragms, posts, etc). This method was successfully applied to the design and construction of filters in standard rectangular waveguides, for narrow-band applications in the X (10 GHz) band.

A TRUE ANALOGOUS ELECTRICAL NETWORK FOR THE DIRECT RADIATION LOUDSPEAKER IN THE BASS-REFLEX MOUNTING

D. STANOMIR *

In designing the performances of the direct radiation loudspeaker in the Bass-Reflex mounting one need have an accurate analogous electrical network valid in the low frequency range. Usually, in most of cases the networks does not include the coupling of the two holes by the external field (not by the compression of the back air). Here we derive a more accurate analogous network taking into account the external coupling of the two holes. The analysis will be carried in the low-frequency range.

1. The coupling of two holes

We consider two holes in a baffle that are coupled only by the acoustical field. In each hole there may be a piston. The situation is shown Fig. 1.

We shall denote by: ρ_0 , the air density, $[\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}]$; S_{oi} , the area of the cross section of the i -th hole, $[\text{m}^2]$, $i = 1, 2$; h_i , the thickness of the hole baffle, $[\text{m}]$, $i = 1, 2$; M_{pi} , the mass of the i -th piston, $[\text{kg}]$ $i = 1, 2$; $\Delta l'_i$, the additional thickness due to the front radiation mass of the i -th hole, $[\text{m}]$, $i = 1, 2$; $\Delta l''_i$, the additional thickness due to the back radiation mass of the i -th hole, $[\text{m}]$, $i = 1, 2$; Q_{ei} , the volume velocity phasor of the i -th hole, $[\text{m}^3 \cdot \text{s}^{-1}]$, $i = 1, 2$; P_{ei} , the phasor of the external impressed pressure in the i -th hole (possibly due to an electro-mechanical force), $[\text{Pa}]$, $i = 1, 2$; d , the distance between the geometrical centers of the two holes, $[\text{m}]$.

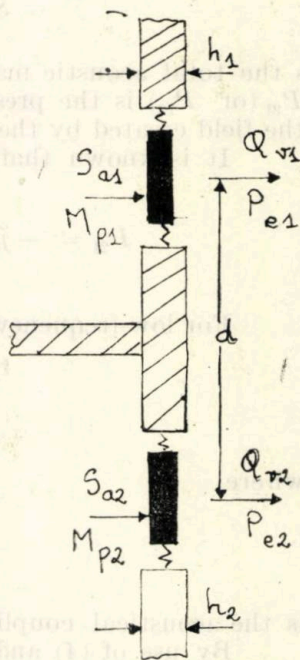


Fig. 1

* Associated Prof., Chair of Radiocommunications

The motion equations (written for harmonic time variation) of the air in the two holes read as follows

$$\begin{cases} Z_{a1}Q_{v1} = P_{e1} + P_{21}, \\ Z_{a2}Q_{v2} = P_{e2} + P_{12}, \end{cases} \quad (1)$$

where

$$Z_{ai} = R_{ar} + R_{afi} + j\omega M_{ai}, \quad i = 1, 2,$$

s the acoustical impedance, $[\text{kg} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{m}^{-2}]$, of the i -th hole when the other hole is blocked ($Q_v = 0$);

$$R_{ar} = \frac{\beta^2 Z_c}{\psi_v}$$

is the acoustical resistance of the hole due to radiation;

β is the wave number, $\beta = \omega/c_0$ with c_0 the speed of sound;

$Z_c = \rho_0 c_0$ is the characteristic impedance of the air;

ψ_v is the solid angle in which the radiation occurs;

R_{afi} is the acoustical resistance due to some porous material inserted in the i -th hole;

$$M_{ai} = \frac{M_{pi}}{S_{oi}^2} + \frac{\rho_0}{S_{oi}} [\Delta l'_i + \Delta l''_i + h_i], \quad i = 1, 2, \quad (2)$$

s the total acoustic mass of the i -th hole;

P_{21} (or P_{12}) is the pressure exerted on the hole 1 (or the hole 2) by the field created by the hole 2 (or the hole 1).

It is known that [4]

$$P_{21} = -j \frac{\beta Z_c}{\psi_v d} Q_{v2} e^{-j\beta d}, \quad P_{12} = -j \frac{\beta Z_c}{\psi_v d} Q_{v1} e^{j\beta d}. \quad (3)$$

For low-frequency range we get further

$$\begin{aligned} P_{21} &= -(R_{ar} + j\omega M_{ac})Q_{v2}, \\ P_{12} &= -(R_{ar} + j\omega M_{ac})Q_{v1}, \end{aligned} \quad (4)$$

where

$$M_{ac} = \frac{\rho_0}{\psi_v d} \quad (5)$$

is the acoustical coupling mass.

By use of (4) and (5), (4) becomes

$$\begin{aligned} (R_{ar} + R_{af1} + j\omega M_{a1})Q_{v1} + (R_{ar} + j\omega M_{ac})Q_{v2} &= P_{e1}, \\ (R_{ar} + j\omega M_{ac})Q_{v1} + (R_{ar} + R_{af2} + j\omega M_{a2})Q_{v2} &= P_{e2}, \end{aligned} \quad (6)$$

or finally

$$\begin{aligned} [R_{af1} + j\omega(M_{a1} - M_{ac})]Q_{v1} + (R_{ar} + j\omega M_{ac})(Q_{v1} + Q_{v2}) &= P_{e1}, \\ (R_{ar} + j\omega M_{ac})(Q_{v1} + Q_{v2}) + [R_{af2} + j\omega(M_{a2} - M_{ac})]Q_{v2} &= P_{e2}. \end{aligned} \quad (7)$$

If one chooses the analogy of the first kind with acoustical impedances, [4], then one gets the analogous network given in Fig. 2.

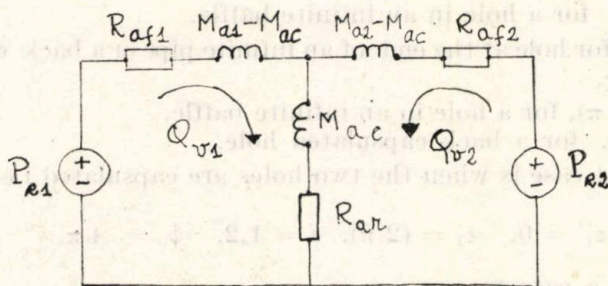


Fig. 2

2. The physical realizability of the analogous magnetical coupling

It is quite natural to check if the coupling may be modeled by a network with positive inductors or by a perfect transformer.

Because M_c depends solely on the geometry of the structure, we shall calculate the analogous magnetic coupling coefficient

$$k = \frac{M_{ac}}{\sqrt{M_{a1}M_{a2}}} \quad (8)$$

for the situation when M_{a1} and M_{a2} take minimum values. Therefore we first take

$$M_{p1} = M_{p2} = 0$$

(there exists no mechanical pistons in the holes).

Denoting by r_{01} and r_{02} the radii of the holes (if they are circular) or the equivalent radii, defined through

$$\pi r_{01}^2 = S_{01}, \quad \pi r_{02}^2 = S_{02},$$

we introduce the following coefficients

$$\Delta'_i = \varepsilon'_i r_{0i}, \quad \Delta''_i = \varepsilon''_i r_{0i},$$

and by use of (2) and (5) get

$$\frac{1}{k} = \frac{\psi_v d}{\pi} \sqrt{\frac{(\varepsilon'_1 + \varepsilon''_1)(\varepsilon'_2 + \varepsilon''_2)}{r_{01}r_{02}}}. \quad (9)$$

The worst situation is when the two holes are one against the other, $d = r_{01} + r_{02}$, so that we get

$$\frac{1}{k} = \frac{\psi_v}{\pi} \sqrt{(\varepsilon'_1 + \varepsilon''_1)(\varepsilon_2 + \varepsilon''_2)} \left(\sqrt{\frac{r_{02}}{r_{01}}} + \sqrt{\frac{r_{01}}{r_{02}}} \right). \quad (10)$$

It is known that, [4]-,

$\psi_v = 2\pi$, for a hole in an infinite baffle,

$= 4\pi$, for hole at the end of an infinite pipe or a back capsulated hole,

$\varepsilon = (8/3)\pi$, for a hole in an infinite baffle,

$= (2/\pi)$, for a back capsulated hole.

The worst case is when the two holes are capsulated i.e.

$$\varepsilon''_i = 0, \quad \varepsilon'_i = (2/\pi), \quad i = 1, 2, \quad \psi_v = 4\pi.$$

For such a case we get

$$\frac{1}{k} = \frac{8}{\pi} \left(\sqrt{\frac{r_{01}}{r_{02}}} + \sqrt{\frac{r_{02}}{r_{01}}} \right), \quad (11)$$

a quantity that is clearly more than the unity. Therefore the coupling is physically realizable with passive network elements.

3. The all-over transfer function of the Bass-Reflex system.

Now we consider the scheme of a Bass-Reflex system which is given in Fig. 3.

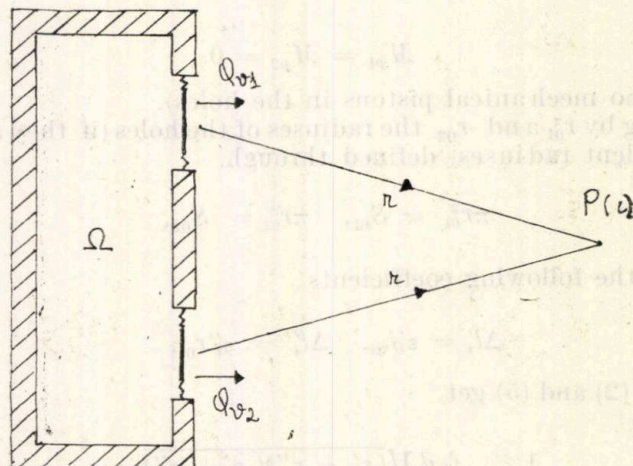


Fig. 3

The motion equations are derived from (1) by adding in the right members the restoring forces due to the compression of the volume Ω , which is behind the holes. We write

$$\begin{cases} Z_{a1}Q_{v1} = P_{s1} + P_{21} + P_v, \\ Z_{a2}Q_{v2} = P_{s2} + P_{12} + P_v, \end{cases} \quad (12)$$

where

$$P_v = -\frac{1}{j\omega C_{av}}(Q_{v1} + Q_{v2}). \quad (13)$$

In (13) C_{av} denotes the acoustical elasticity due to the volume Ω and has the following expression

$$C_{av} = \frac{\Omega}{\gamma P_0} \quad (14)$$

where P_0 is the static pressure and γ the adiabatical ratio $\gamma = C_p/C_v = 1.4$.

Taking into account (7), (13) and (14) we get

$$\begin{aligned} & [R_{af} + j\omega(M_{a1} - M_{ac})]Q_{v1} + \\ & + \left[R_{ar} + j\omega M_{ac} + \frac{1}{jC_{av}} \right] (Q_{v1} + Q_{v2}) = P_{e1} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\left[R_{ar} + j\omega M_{ac} + \frac{1}{j\omega C_{av}} \right] (Q_{v1} + Q_{v2}) + [R_{af2} + j\omega(M_{a2} - M_{ac})]Q_{v2} = P_{e2}.$$

Now, we pass to the particular case of the Bass-Reflex system. Therefore we take $P_{e2} = 0$ whereas P_{e1} is the electromechanical force per unit area. The equations of the transducer as a whole are

$$\begin{cases} E_g = Z_e^e I + k_1 V_1, \\ 0 = -k_1 I + Z_{m1}^i V_1, \end{cases} \quad (16)$$

where: Z_e^e is the input electrical impedance computed when $V_1 = 0$; k_1 , the electromechanical coefficient (current to force); Z_{m1}^i , the input mechanical impedance in the first hole when the current $i = 0$.

We can therefore draw the all-over analogous network of the system taking into account that (16) are written in mechanical impedances whereas (15) are done in acoustical ones. The analogous network is given in Fig. 4. For the mechanical part we have chosen the analogy of the first kind in acoustical impedances.

We have used the fact that $Z_e^e = R + j\omega L$.

The external pressure created by the loudspeaker is the sum of the partial pressures created by each hole. For low-frequency domain we have

$$\begin{aligned} P(r) &= \frac{j\beta Z_c}{\psi_v r} Q_{v1} e^{-j\beta r} + \frac{j\beta Z_c}{\psi_r r} Q_{v2} e^{-j\beta r} = \\ &= \frac{j\beta Z_c}{\psi_v r} (Q_{v1} + Q_{v2}) e^{-j\beta r} = j\omega B Q_{vr}, \end{aligned} \quad (17)$$

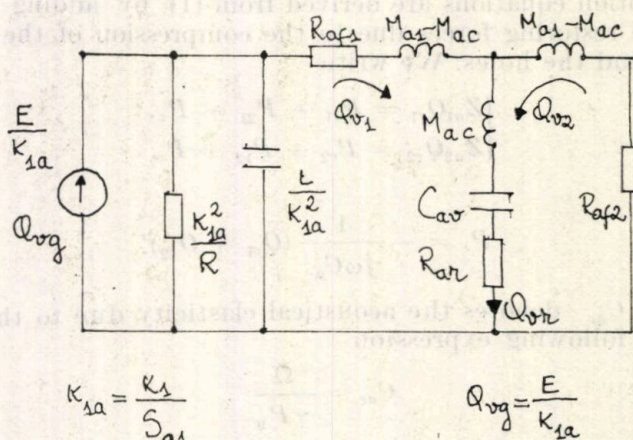


Fig- 4

with

$$B = \frac{\rho_0}{\psi_v r} e^{-\beta_j r}, \quad Q_{vr} = Q_{v1} + Q_{v2}.$$

Now, the all-over transfer function defined through

$$H_g(j\omega) = \frac{P(r)}{E_g} \quad (18)$$

can be expressed as follows

$$H_g(j\omega) = k_{1a} B j \omega H_a(j\omega), \quad (19)$$

where $k_{1a} = k_1/S_{01}$ and $H_a(j\omega)$ is the transfer immittance from

$$Q_{vg} = E_g/k_{1a} \text{ to } Q_{vr},$$

$$H_a(j\omega) = \frac{(Q_{v1} + Q_{v2})}{Q_{vg}} \quad (20)$$

4. Conclusions

A general analogous electrical network for the Bass-Reflex system has been derived. It can be used to synthesize the transfer function under various requirements: Butterworth, Tchebycheff, etc.

REFERENCES

1. L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. J. Coppens, Fundamentals of Acoustics. Baffins Lane, John Wiley Sons, 1982.
2. J. Merhaut, Theory Electroacoustics. New York, McGraw Hill, 1981.

3. D. Stanomir, Teoria Fizică a Sistemelor Electroacustice. București, Editura Academiei R.S.R., 1982.
4. D. Stanomir, Sisteme Electroacustice. Cimpul, Radiația și Transducția. București, Editura Tehnică, 1984.

Un circuit electric echivalent complet al difuzorului cu radiație directă în montare acustică Bass-Reflex.

Este dedus un circuit electric echivalent al difuzorului cu radiație directă în montare acustică Bass-Reflex. Față de alte circuite echivalente în schema prezentată este luată în considerare interacțiunea celor două fețe radiante. În circuit aceasta se traduce prin două bobine cuplate. Se arată că bobinele cuplate sînt fizic realizabile cu elemente pasive pozitive. În final este figurat circuitul echivalent global, de la bornele bobinei mobile la punctul de măsurare a presiunii, la distanța r de cele două deschideri.

G. Z.: 538.5:621.391.677.52

DETERMINAREA ATENUĂRII PE FIBRELE OPTICE

P. SCHIOPU, CARMEN ȘCHIOPU*

Lucrarea prezintă o metodă de determinare a atenuării energiei electromagnetice propagate pe fibră optică și un aparat electronic de măsură realizat în acest scop.

1. Introducere

Fibrele și cablurile optice înlocuiesc cu succes cablurile convenționale utilizate pentru transmisia la distanță a informației, datorită unor performanțe care le fac superioare acestora ca de exemplu imunitatea la interferențele electromagnetice, izolarea electrică a emițătorului de receptor, distanțele mari dintre receptori, volum și greutate reduse, preț de cost scăzut, o lărgime de bandă mult mai mare satisfăcând o necesitate stringentă a telecomunicațiilor confruntate cu creșterea enormă a densității traficului de telecomunicații; totodată sînt rezistente la temperaturi ridicate, mediu chimic activ, radiații nucleare, șocuri, ș.a.

Principala caracteristică a fibrei optice constă în pierderile mici de energie în comparație cu alte medii de transmisie, atenuarea fiind constantă, independentă de condițiile mediului ambiant, chiar și de temperatură pe un domeniu destul de larg ($-40^{\circ}\text{C} \div +100^{\circ}\text{C}$); totodată atenuarea fibrei optice este constantă pe întreaga bandă de modulație, fiind dependentă numai de lungimea de undă a purtătoarei optice, în timp ce în cablurile coaxiale atenuarea este proporțională cu rădăcina pătrată a frecvenței.

Principalele limitări ale sistemelor de transmisie optică a informației sînt determinate de puterea de emisie, frecvența maximă de modulație a surselor de radiație, de proprietățile de atenuare în bandă de trecere și de apertura fibrelor optice.

II. Atenuarea radiației luminoase în fibrele optice.

Într-un sistem de transmisie optică a informației atenuarea totală a radiației optice (exprimată în dB), conținînd N segmente de fibre optice în cascadă este dată de relația:

$$a_t = a_i + La_f + Na_c + a_e \quad (1)$$

* Șef lucrări dr. ing.; Ing., catedra Tehnologie electronică și fiabilitate.

În această expresie a_i [dB] reprezintă atenuarea determinată de cuplajul de la intrare dintre sursa de radiație și cablul optic, La_f este atenuarea proprie a fibrei optice de lungime totală L , a_c constituie atenuarea în fiecare din cuplajele intermediare dintre două segmente de cablu optic, iar a_e atenuarea introdusă de cuplajul de ieșire, dintre cablul optic și receptor.

Coefficientul a_f [dB] reprezintă atenuarea specifică a fibrei optice. Fenomenele fizice care determină pierderile de energie luminoasă în fibrele optice sînt fenomenele de absorbție optică, difuzie și difuzie optică stimulată. Astfel putem vorbi despre atenuarea dată de :

- a) absorbția materială în fibra optică ;
- b) difuzia materială ;
- c) difuzia geometrică a ghidului de undă ;
- d) radiația externă și diafonia optică ;
- e) radiația de curbura a fibrei optice.

a) Atenuarea radiației luminoase în fibra optică se datorează în principal absorbției materiale în fibra optică ce se produce datorită benzilor de absorbție ale ionilor de impuritate existenți în fibră. Atenuarea cea mai puternică o introduc ionii metalici care au benzi de absorbție în domeniul spectral $500 \div 1000$ nm și ionii OH^- produși de incluziunile cu apă în stare de vapori. Intensitatea de absorbție a acestor benzi depinde de conținutul de impurități ale fibrei.

b) Radiația luminoasă suferă într-o fibră optică procese de difuzie pasivă sau activă.

Difuzia Rayleigh este prezentă în toate tipurile de fibre optice, apărînd atît în miez cit și în înveliș, fiind produsă de diferențe de compoziție și densitate, respectiv de separații de fază. Coeficientul de atenuare corespunzător nu depinde de intensitatea cîmpului de radiație incident.

Difuzia Mie se datorează imperfecțiunilor materialului dielectric comparabile ca dimensiuni cu lungimea de undă a radiației incidente ($100 - 1000$ nm). Difuziile Rayleigh și Mie sînt efecte liniare pasive.

Difuziile Raman și Brillouin sînt efecte neliniare datorate interacțiunii radiației incidente cu atomii materialului fibrei optice ; ele constau într-o emisie spontană de radiație, dacă intensitatea radiației incidente se află sub un anumit prag, respectiv într-o emisie stimulată cu un anumit grad de coerentă și cu o lungime de undă diferită de cea a radiației incidente, dacă pragul respectiv este depășit.

c) Difuzia geometrică a ghidului de undă este caracteristică fibrelor optice multimod subțiri al căror diametru prezintă variații geometrice care produc un transfer de putere între modurile electromagnetice ale radiației incidente sau între aceste moduri și cîmpul electromagnetic ambiant. Coeficientul de atenuare depinde de lungimea de undă a radiației incidente, de propagarea modurilor și de geometria fibrei optice.

d) Radiația externă se datorează faptului că nu întreaga radiație transmisă prin miezul fibrei optice este ghidată de aceasta, o parte pătrunzînd în învelișul fibrei și de aici în exterior.

e) În cazul în care fibra optică nu este rectilinie, apar pierderi suplimentare de energie electromagnetică prin radiație în exterior ; coeficientul de atenuare corespunzător depinde exponențial de raza de curbura.

Analizând aceste căi de pierdere a energiei radiației care se propagă într-o fibră optică, se constată existența unui minim al atenuării în domeniul 800 — 900 nm al lungimii de undă a radiației utilizate.

III. Măsurarea atenuării pe fibrele optice

Metoda utilizată pentru măsurarea atenuării este o metodă diferențială, care constă în iluminarea fibrei optice la o extremitate cu ajutorul unei surse luminoase având lungimea de undă dorită și măsurarea puterii transmise la cealaltă extremitate. În continuare se taie o lungime de fibră optică bine determinată și fără a modifica condițiile de injecție (puterea sursei și parametrii geometrice de incidență a luminii la intrare) se măsoară din nou puterea transmisă : în acest fel se poate determina atenuarea specifică a fibrei optice exprimată prin relația

$$a_f = \frac{10}{L} \lg \frac{P_2}{P_1} \quad (2)$$

unde P_1 este puterea măsurată la ieșirea fibrei optice înainte de tăierea porțiunii L din fibră, iar P_2 este puterea măsurată la ieșire după ce a fost tăiată lungimea L .

În laboratorul de Dispozitive dielectrice și magnetice al catedrei de Tehnologie electronică și fiabilitate a fost realizat un aparat destinat măsurării acestui parametru de funcționare al fibrelor optice elaborate în laboratoarele catedrei de Tehnologia silicaților și a compuşilor oxidici. Aparatul, a cărui schemă bloc este prezentată în figura 1, conține în prin-

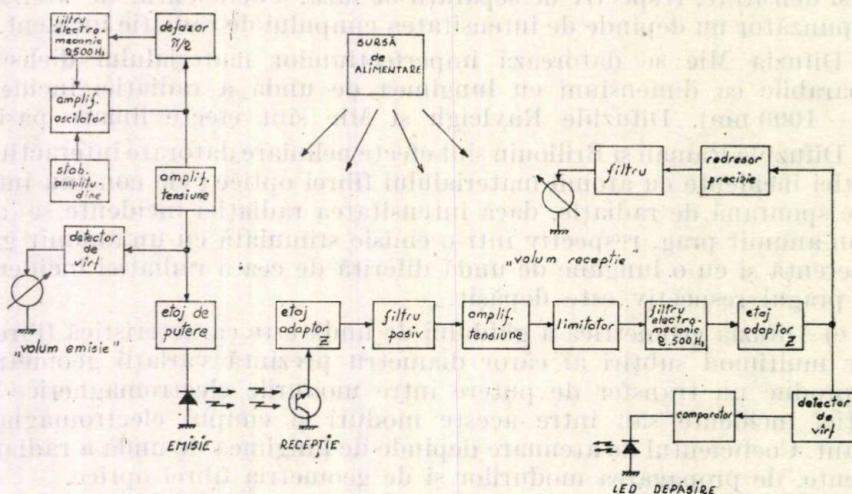


Fig. 1

cipal un bloc de emisie și unul de recepție. Blocul de emisie are rolul de a genera un fascicul luminos suficient de puternic pentru excitarea fibrei optice. Drept traductor electrooptic se utilizează o diodă electroluminescentă de infraroșu de tip ROL91, care emite o radiație cu putere maximă

de $60 \mu\text{W/sr}$ cu lungimea de undă de 880nm ; purtătoarea optică este modulată în amplitudine cu un semnal sinusoidal cu frecvența de 2700 Hz . Dioda electroluminescentă a fost realizată special în acest scop în sensul că în locul lentilei divergente a capsulei s-a utilizat o fereastră de infra-roșu: în acest mod randamentul injecției în fibra optică este maxim.

Blocul de recepție are ca rol funcțional determinarea puterii fasciculului optic emergent din fibra optică;; pentru conversia energiei optice în semnal electric s-a utilizat un fototranzistor de tip ROL31 care are sensibilitatea maximă la lungimea de undă de 850nm . Amplificarea mare a blocului de recepție (aproximativ 10^4) și puternic selectivă permite detectarea unui fotocurent de ordinul nanoamperilor.

Puterea optică emisă de sursa optică și respectiv semnalul furnizat de receptor pot fi reglate conform necesităților de lucru afișarea celor două nivele fiind de tip analogic; de remarcat faptul că ambele traductoare (emittorul electro-optic și receptorul optoelectric) lucrează în domeniul liniar.

Modul de lucru al aparatului pentru măsurarea atenuării pe o fibră optică este următorul:

- se montează fix pe un banc optic de măsură capetele bine șlefuite ale fibrei optice de măsură;

- se montează dioda electroluminescentă în fața fibrei pe un suport care poate fi deplasat în planul perpendicular pe axa diodei (cu șurub micrometric pe ambele direcții); similar se montează fototranzistorul la celălalt capăt al fibrei optice;

- se fixează puterea emittorului și sensibilitatea receptorului pe o poziție mediană și se reglează micrometric poziția relativă diodă electroluminescentă-fibră optică și respectiv fibră optică-fototranzistor până cind se obține indicația maximă pe instrumentul indicator al nivelului optic al receptorului; se citește acest nivel P_1 corespunzător lungimii L_1 a fibrei optice;

- se scoate capătul fibrei optice dinspre detector, tăind o anumită lungime și prelucrind noua terminație a fibrei similar primului caz și se montează acest capăt în montură;

- fără a modifica nivelul puterii optice injectate în fibră și sensibilitatea receptorului, se reglează micrometric poziția relativă fibră optică-detector până se obține indicația maximă pe indicatorul receptorului; se citește această putere detectată F_2 corespunzătoare noii lungimi L_2 a fibrei optice și se calculează atenuarea specifică a fibrei optice cu formula

$$a_f = \frac{-10}{L_1 - L_2} \lg \frac{P_2}{P_1} \quad (3)$$

În ceea ce privește precizia determinării efectuate trebuie ținut seama de faptul că atenuarea fluxului optic P_0 emis de dioda electroluminescentă se datorează nu numai fibrei optice ci și cuplajului de la intrare a_i și de la ieșire a_e . Datorită acestor pierderi atenuarea citită în primul caz este:

$$a_1 = -10 \lg \frac{P_1}{P_0} = L_1 a_f + a_i + a_e \quad (4)$$

iar în cel de-al doilea caz

$$a_2 = -10 \lg \frac{P_2}{P_0} = L_2 a_f + a'_i + a'_e \quad (5)$$

Modul de lucru prezentat asigură $a'_i = a_i$ și cu aproximație $a'_e = a_e$, astfel încît

$$a_f = \frac{a_1 - a_2}{L_1 - L_2} = \frac{-10}{L_1 - L_2} \lg \frac{P_1}{P_2} \quad (6)$$

Concluzii

Metoda de lucru utilizată și aparatul realizat permit măsurarea de atenuări ale fibrelor optice în gama $0,1 + 20$ dB cu rezoluția de $0,1$ dB. Această precizie de măsură se datorează sensibilității mărite a aparatului care permite detectarea unor nivele mici de putere optică. Aparatul a fost conceput ca un utilaj tehnologic necesar producătorilor de fibre optice, el oferind facilități de manipulare și selectare a gamei optime de măsură.

BIBLIOGRAFIE

1. P. Șchiopu, S. Vasilescu., Dispozitive dielectrice și magnetice, Institutul Politehnic București, 1979.
2. P. Șchiopu, C. Șchiopu, Sistem analogic de transmisie pe fibra optică, „Cercetări în tehnologie electronică și fiabilitate, Ed. Did. și Ped., București, 1981. p. 185—194.
3. D. Dascălu, L. Turic, I. Hoffman, Circuite electronice, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.

Determination of the Attenuation in Optic Fibers

The light transmission capability of single fibers involves interreaction of a large number of different parameters. This paper presents a method of estimating the attenuation coefficient of small fibers and the electronic apparatus manufactured for measuring this coefficient.

PRECIZIA ESTIMĂRII ȘI CONTROLUL NIVELULUI INDICATORILOR DE FIABILITATE

A. MIHALACHE*

Lucrarea arată echivalența între estimarea cu interval de încredere și verificarea ipotezelor asupra indicatorilor de fiabilitate. Se arată că precizia estimării este analoagă cu puterea testului de control, rezultând o metodă unitară de proiectare a încercărilor de fiabilitate care au drept scop estimarea, respectiv controlul indicatorilor de fiabilitate.

1. Introducere

Estimarea parametrilor și verificarea ipotezelor statistice sînt considerate probleme distincte în cadrul statisticii matematice [1]. Ca urmare, în domeniile aplicative care utilizează modelarea statistică s-au dezvoltat metodologii distincte de prelucrare a datelor experimentale în scopul estimării, respectiv controlului unor caracteristici tehnice de interes.

Astfel, în cadrul teoriei fiabilității, există metode diferite de proiectare a încercărilor de fiabilitate, după cum scopul acestora este estimarea, respectiv controlul indicatorilor de fiabilitate. Este destul de răspîndită concepția că încercările de control sînt mai ieftine decît cele de estimare, datorită faptului că își pun doar problema de a distinge între două nivele specificate de fiabilitate, în loc de a localiza cu precizie convenabilă nivelul real al fiabilității [2].

Scopul acestei lucrări este de a arăta că estimarea cu interval de încredere este echivalentă cu verificarea ipotezelor statistice, iar precizia estimării poate fi definită într-un mod analog cu puterea unui test statistic. Acest punct de vedere va fi aplicat în contextul încercărilor de fiabilitate efectuate asupra sistemelor fără uzură, rezultînd o metodă unitară de proiectare a acestor încercări.

2. Estimarea parametrilor și verificarea ipotezelor statistice

Fie $f(x/\theta)$ o lege statistică asociată unui fenomen aleator. Parametrul θ al legii poate fi estimat punctual sau cu interval de încredere pe baza unui eșantion de rezultatele experimentale $(x_1, x_2, \dots, x_n)$. Fie $\hat{\theta} = \hat{\theta}(x_1, x_2, \dots, x_n)$ estimatorul punctual obținut, de pildă, prin metoda verosimilității maxime și $g(\hat{\theta}/\theta)$ densitatea sa de probabilitate. Dacă se cunoaște o estimatie punctuală $\hat{\theta}$, intervalul de încredere bilateral $(\theta_{inf}, \theta_{sup})$ care conține valoarea reală a parametrului θ cu probabilitatea $1 - \gamma$, poate fi calculat din relațiile:

* Șef lucrări dr. ing., catedra Tehnologie electronică și fiabilitate

$$\int_0^{\hat{\theta}} g(\hat{\theta}/\theta_{sup}) d\hat{\theta} = \gamma/2 : \quad (1.1.)$$

$$\int_0^{\hat{\theta}} g(\hat{\theta}/\theta_{inf}) d\hat{\theta} = 1 - \gamma/2$$

Precizia estimării cu interval de încredere a fost definită în [3, 4] prin cuantilele erorilor relative la dreapta, respectiv la stînga :

$$\begin{aligned} P(\theta_{sup} < \theta(1 + q_d)) &= 1 - \varepsilon_d ; \\ P(\theta_{inf} > \theta(1 - q_s)) &= 1 - \varepsilon_s \end{aligned} \quad (1.2)$$

Ecuatiile (2) pot fi rezolvate în condițiile cînd distribuțiile variabilelor aleatoare θ_{sup}/θ și θ_{inf}/θ sînt independente de θ , rezultînd volumul eşantionului necesar atingerii unei precizii impuse.

Problema verificării ipotezelor asupra parametrului θ implică distingerea, pe baza datelor experimentale, între două valori θ_1 și θ_2 ale parametrului.

Fie $\theta_2 > \theta_1$. Pe baza lemei Neyman Pearson [1], regiunea de respingere a ipotezei nule $\theta = \theta_1$, cu alternativa $\theta = \theta_2$, va fi $\hat{\theta} > L_1$. Limita domeniului de respingere, ca și volumul rezultatelor experimentale, se obțin din rezolvarea ecuațiilor riscurilor de ordinul I și II :

$$P(\hat{\theta} > L_1/\theta = \theta_1) = \alpha ; \quad (1.3)$$

$$P(\hat{\theta} < L_1/\theta = \theta_2) = \beta \quad (1.3)$$

Relațiile (3) pot fi scrise în mod echivalent :

$$\int_0^{L_1} g(\hat{\theta}/\theta_1) d\hat{\theta} = 1 - \alpha ; \quad (1.4)$$

$$\int_0^{L_1} g(\hat{\theta}/\theta_2) d\hat{\theta} = \beta$$

Comparînd relațiile (1.4) cu relațiile (1.1), rezultă că regula de respingere $\hat{\theta} > L_1$ este echivalentă cu $\theta_1 < \theta_{inf}$, riscul de eroare α fiind egal cu $\gamma/2$.

Dacă se testează ipoteza nulă $\theta = \theta_2$ cu alternativa $\theta = \theta_1$, regiunea de respingere este $\hat{\theta} < L_2$ iar ecuațiile riscurilor vor fi :

$$\int_0^{L_2} g(\hat{\theta}/\theta_2) d\hat{\theta} = \alpha ; \quad (1.5)$$

$$\int_0^{L_2} g(\hat{\theta}/\theta_1) d\hat{\theta} = 1 - \beta$$

Comparind relațiile (1.5) și (1.1) rezultă că regula de respingere $\hat{\theta} < L_2$ este echivalentă cu $\theta_{sup} < \theta_2$, riscul α fiind de asemenea egal cu $\gamma/2$.

În concluzie, a discerne între două valori ale unui parametru implică o comparație între aceste valori și limitele intervalului de încredere. Riscul de ordinul I al verificării este nemijlocit legat de nivelul de încredere al estimării.

Riscul de ordinul II este legat de precizia estimării. Fie $\theta_1 = \theta_2 (1 - q_s)$. Probabilitatea acceptării ipotezei $\theta = \theta_1$ în condițiile în care $\theta = \theta_2$, va fi :

$$P(\theta_{inf} < \theta_2 (1 - q_s) / \theta = \theta_2) = \beta \quad (1.6)$$

Comparind relația (1.6) cu a doua din relațiile (1.2), rezultă riscul β egal cu probabilitatea ε_s asociată preciziei la stînga.

Similar, fie $\theta_2 = \theta_1 (1 + q_d)$. Probabilitatea acceptării ipotezei nule $\theta = \theta_2$ în condițiile în care este adevărată ipoteza alternativă $\theta = \theta_1$, este :

$$P(\theta_{sup} > \theta_1 (1 + q_d) / \theta = \theta_1) = \beta \quad (1.7)$$

Comparind relația (1.7) cu prima din relațiile (1.2), rezultă că riscul de ordinul II este egal cu probabilitatea ε_d asociată preciziei la dreapta.

În concluzie, atât criteriul de decizie cît și puterea testului pot fi puse în relație cu estimarea cu interval de încredere. Construcția intervalului furnizează un criteriu de decizie, iar precizia estimării este echivalentă cu puterea testului. Valorile maxime ale erorilor la stînga și la dreapta q_s și q_d sînt egale respectiv cu diferențele relative dintre θ_1 și θ_2 în cazul în care ipoteza nulă este $\theta = \theta_1$, respectiv în cazul cînd ipoteza nulă este $\theta = \theta_2 > \theta_1$.

3. Caracterizarea fiabilității sistemelor fără uzură

Un sistem fără uzură este caracterizat de o distribuție exponențială a timpului de funcționare $f(t/\lambda) = \lambda e^{-\lambda t}$.

Parametrul λ al distribuției se estimează prin prelucrarea rezultatelor experimentale obținute într-o încercare de fiabilitate cenzurată la un număr fixat de defectări r , informația experimentală fiind sintetizată

de durata cumulată a încercării T_{Σ} . Utilizînd metoda verosimilității maxime, se obține estimatorul nedeplasat :

$$\hat{\lambda} = \frac{r-1}{T_{\Sigma}} \quad (2.1)$$

Se demonstrează [4] că variabila $2\lambda T_{\Sigma}$ este distribuită după legea χ^2 cu $2r$ grade de libertate.

Ca urmare, limitele intervalului de încredere bilateral simetric de nivel $1 - \gamma$ sînt :

$$\lambda_{inf} = \frac{\chi_{\gamma/2}^2(2r)}{2T_{\Sigma}}; \quad (2.2)$$

$$\lambda_{sup} = \frac{\chi_{1-\gamma/2}^2(2r)}{2T_{\Sigma}}$$

Ecuatiile care definesc precizia estimării cu interval de încredere sînt

$$P(\lambda_{sup} < \lambda(1 + q_a)) = 1 - \varepsilon_a \quad (2.3)$$

$$P(\lambda_{inf} > \lambda(1 - q_s)) = 1 - \varepsilon_s$$

Înlocuind expresiile (2.2) erorilor maxime [3,4].

$$q_a = \frac{\chi_{1-\gamma/2}^2(2r)}{\chi_{\varepsilon_a}^2(2r)}; \quad (2.4)$$

$$q_s = 1 - \frac{\chi_{\gamma/2}^2(2r)}{\chi_{1-\varepsilon_s}^2(2r)}$$

Relațiile (2.4) sînt ecuații de proiectare pentru încercarea de fiabilitate pentru nivele de încredere și de precizie impuse [3].

Dacă se formulează acum ipoteza nulă $\lambda = \lambda_1$ cu alternativă $\lambda = \lambda_2 > \lambda_1$, regiunea de respingere a ipotezei nule este $T_{\Sigma} < L_1$. Ecuatiile riscurilor sînt :

$$P(T_{\Sigma} < L_1/\lambda = \lambda_1) = \alpha; \quad (2.5)$$

$$P(T_{\Sigma} > L_1/\lambda = \lambda_2) = \beta$$

Rezolvarea ecuațiilor (2.5) conduce la criteriul de decizie :

$$L_1 = \frac{\chi_{\alpha}^2(2r)}{2\lambda_1} \quad (2.6)$$

și a numărul de defectări necesar, care este dat de relația :

$$\frac{\chi_{1-\alpha}^2(2r)}{\chi_{\alpha}^2(2r)} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \quad (2.7)$$

Din relația (2.6) rezultă că ipoteza nulă $\lambda = \lambda_1$ se respinge dacă $T_{\Sigma} < \chi_{\alpha}^2(2r)/2\lambda_1$ sau, ceea ce este echivalent ținând seama de (2.2), dacă $\lambda_1 < \lambda_{inf}$, riscul de ordinul I fiind $\alpha = \gamma/2$.

Decizia privind valoarea parametrului se rezumă deci la construcția unui interval de încredere al cărui nivel este nemijlocit legat de riscul de ordinul I.

Considerind acum diferența normată $q_s = (\lambda_2 - \lambda_1)/\lambda_2$, ecuația (2.7) poate fi scrisă :

$$\frac{\chi_{1-\beta}^2(2r)}{\chi_{\alpha}^2(2r)} = \frac{1}{1 - q_s} \quad (2.8)$$

Relația (2.8) este identică cu relația (2.4), care definește precizia la stînga a estimării, riscul de ordinul II fiind egal cu probabilitatea depășirii erorii maxime la stînga.

Concluzii similare pot fi trase dacă se formulează ipoteza nulă $\lambda = \lambda_2$ cu alternativa $\lambda = \lambda_1 < \lambda_2$.

În acest caz condiția de respingere este $T_{\Sigma} > L_2$, iar riscurile de eroare sînt :

$$P(T_{\Sigma} > L_2/\lambda = \lambda_2) = \alpha; \quad (2.9)$$

$$P(T_{\Sigma} < L_2/\lambda = \lambda_1) = \beta$$

În ecuațiile (2.9) rezultă criteriul de decizie :

$$L_2 = \frac{\chi_{1-\alpha}^2(2r)}{2\lambda_2} \quad (2.10)$$

și numărul de defectări dat de :

$$\frac{\chi_{1-\alpha}^2(2r)}{\chi_{\beta}^2(2r)} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \quad (2.11)$$

Considerind diferența normată $q_d = (\lambda_2 - \lambda_1)/\lambda_1$, relația (2.11) a puterii testului devine echivalentă cu ecuația preciziei la dreapta (2.4), ε_d fiind egal cu riscul de ordinul II, iar $\gamma/2$ cu riscul de ordinul I.

4. Concluzii

Încercările de fiabilitate pot fi proiectate pornind de la o precizie impusă estimării cu interval de încredere sau de la riscuri impuse în verificarea ipotezelor. În primul caz se specifică nivelul de încredere $1 - \gamma$ și

cuantilele q_s și q_a ale erorilor relative la stînga și la dreapta corespunzătoare probabilităților impuse $1 - \varepsilon_a$, respectiv $1 - \varepsilon_s$. În acest mod se asigură cu probabilități impuse faptul că limitele intervalului de încredere nu vor diferi de valoarea adevărată a parametrului decît cu fracțiuni specificate din această valoare.

În al doilea caz, se specifică valorile λ_1 și λ_2 între care trebuie să se facă distincția cu probabilitățile de eroare α și β . Alegînd $\alpha = \gamma/2$, $\beta = \varepsilon_s$ și $q_s = (\lambda_2 - \lambda_1)/\lambda_2$ se constată că numărul de defectări care asigură precizia la stînga a estimării limitează în același timp la valorile dorite riscurile asociate verificării ipotezei nule $\lambda = \lambda_1$ cu alternativa $\lambda = \lambda_2$. Alegînd $\alpha = \gamma/2$, $\beta = \varepsilon_a$ și $q_a = (\lambda_2 - \lambda_1)/\lambda_1$, se constată că numărul de defectări care asigură precizia la dreapta a estimării limitează în același timp la valorile dorite riscurile asociate verificării ipotezei nule $\lambda = \lambda_2$ cu alternativă $\lambda = \lambda_1$. Costul încercării nu depinde deci de faptul că scopul urmărit este estimarea sau controlul fiabilității ci doar de precizie, respectiv de riscurile impuse.

Este de remarcat de asemenea faptul că criteriul de verificare presupune construcția unui interval de încredere. Nivelul de încredere este legat de riscul de ordinul I iar probabilitățile asociate erorilor de riscul de ordinul II.

În concluzie, estimarea și verificarea ipotezelor reprezintă moduri diferite de formulare ale unei aceeași probleme și necesită același volum de rezultate experimentale dacă cerințele privind acuratețea sînt identice.

BIBLIOGRAFIE

1. Gh. Mihoc, V. Craiu, Tratat de statistică matematică, Vol. I—II, Ed. Academiei București, 1976—1979.
2. N. Mann, R. Shafer, N. D. Singpurwall, Methods for statistical analysis of reliability and life data. John Wiley, New York, 1974
3. V. M. Cătuneanu, A. Mihalache, EEA Electrotehnica, vol. 30, nr. 1 ianuarie 1982, p. 1—8
4. V. M. Cătuneanu, A. Mihalache, Bazele teoretice ale fiabilității. Ed. Academiei, București, 1983.

Estimation Accuracy and Hypotheses Testing

The paper shows the equivalence between interval estimation and hypotheses testing and its application in the reliability theory. It is shown that the accuracy of the estimation, if properly defined, is equivalent to the power of a statistical test. A unique methodology of dimensioning a reliability test developed, irrespective of the fact that the main concern is the estimation of the real reliability level or the decision between two different levels of reliability.

C. Z. : 621.38.04

TEHNICI DE OPTIMIZARE A VITEZEI DIVIZOARELOR PROGRAMABILE

I. ȘTEFAN*

Prezența circuitelor de reacție în sisteme logice secvențiale impune evaluarea efectului pe care îl are timpul de propagare, propriu fiecărui circuit integrat, asupra frecvenței limită superioare a sistemului.

În acest articol este prezentat un divizor de frecvență programabil realizat prin tehnici care conduc la o frecvență de tăiere apropiată de frecvența limită superioară a circuitelor individuale.

Preocuparea pentru integrarea cât mai completă a etajelor funcționale a condus la realizarea de componente logice cu frecvențe de comutare de ordinul sutelor de MHz și chiar GHz, devenind astfel operabile în domeniul radiocomunicațiilor.

Scopul urmărit în faza de proiectare este găsirea configurației de circuit care să asigure etajului o frecvență de tăiere comparabilă cu cea prevăzută de către fabricant pentru componentele sistemului, luate individual. Ignorarea în cadrul proiectării a acestui deziderat conduce la scheme logice corecte, dar cu scăderi puternice ale frecvenței globale în comparație cu cele ale componentelor utilizate.

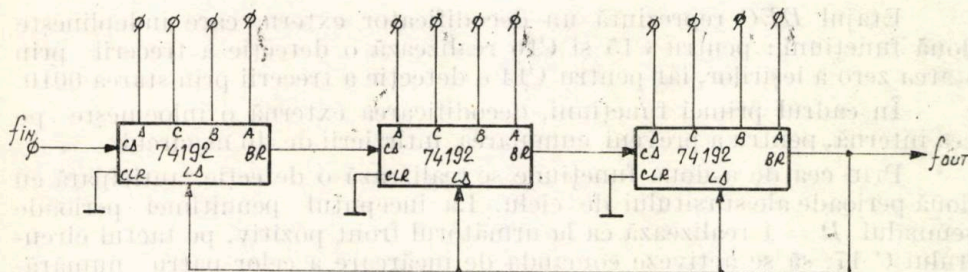


Fig. 1. — Divizor programabil cu viteză limitată

Pentru exemplificare, se consideră circuitul din fig. 1, care reprezintă un divizor programabil, realizat cu numărătoare sincrone de tip CDB 4192, a căror frecvență limită tipică de comutare este de 25 MHz. Într-

* Ing., catedra de Tehnologie electronică și fiabilitate.

ziera semnalului de împrumut (BR) cu cîte 40 ns pentru fiecare circuit integrat utilizat, conduce la o limitare a frecvenței maxime de lucru la valoarea de 1,4 MHz.

Optimizarea constă în a face ca viteza divizorului programabil să se apropie cît mai mult posibil de viteza circuitului integrat individual. În acest scop se prezintă schema de divizor programabil din fig. 2, care folosește următoarele idei :

- predivizarea ca factor variabil :
- predivizarea programabilă cu factor fix, pe durata unui ciclu :
- decodificarea externă, cu anticiparea trecerii prin starea de zero.

Etajul $N/N + 1$ realizează o predivizare cu un factor variabil de 10 și 11, în funcție de starea logică a semnalului C .

În prima fază a prediviziunii, pentru $C = 0$, divizarea se face cu 11, urmînd ca după un număr de A impulsuri ale semnalului B , ieșirea BR a circuitului CI3 să comande, prin $C = 1$, o divizare cu 10.

În cadrul fiecărui ciclu de divizare, factorul de divizare A , se asigură prin faza de programare.

Etajul $DIVM$ realizează o divizare cu un factor fix M , care, la fel ca și A , se programează. Se asigură îndeplinirea condiției $A \leq M$, care conduce la un factor global de divizare, K , exprimat prin relația :

$$K = A(N + 1) + (M - A) = N \cdot m + A ;$$

unde :

$$N = 10 ; \dots$$

$$M = 100, \dots 200 ;$$

$$A = 0 \dots 9$$

Se remarcă posibilitatea ca rezoluția divizării să fie în ordinul unității.

Etajul DEC reprezintă un decodicator extern, care îndeplinește două funcțiuni : pentru CI5 și CI6 realizează o detecție a trecerii prin starea zero a ieșirilor, iar pentru CI4 o detecție a trecerii prin starea 0010.

În cadrul primei funcțiuni, decodificarea externă o înlocuiește pe cea internă, pentru a preveni cumulara întârzierii de 40 ns/circuit.

Prin cea de a doua funcțiune se realizează o detecție, anticipată cu două perioade ale sfîrșitului de ciclu. La începutul penultimei perioade semnalul $D = 1$ realizează ca la următorul front pozitiv, pe tactul circuitului CI 17, să se activeze comanda de încărcare a celor patru numărătoare. Pe ultimul front al circuitului de divizare în curs de executare are loc o invalidare a comenzii $LOAD$, pregătindu-se astfel circuitul pentru un nou ciclu.

Referitor la funcțiile de decodificare, se remarcă efectul pozitiv asupra vitezei al detecției asincrone, față de detecția asincronă, încorporată în numărătoare.

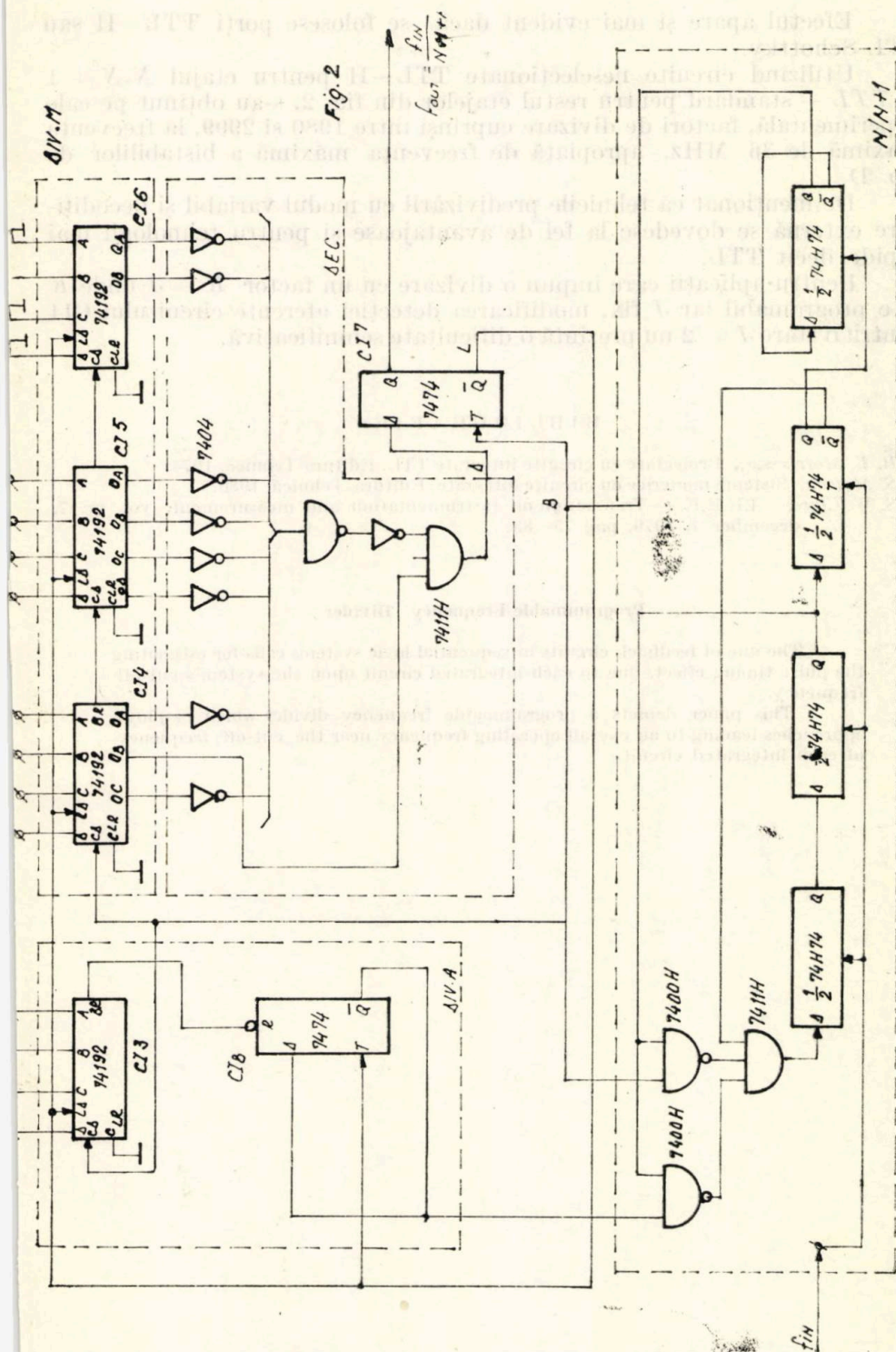


Fig. 2. — Divizor de frecvență cu optimizarea vitezei.

Efectul apare și mai evident dacă se folosesc porți TTL—H sau TTL-Schottky.

Utilizând circuite neselectionate TTL—H pentru etajul $N/N + 1$ și TTL — standard pentru restul etajelor din fig. 2, s-au obținut pe cale experimentală, factori de divizare cuprinși între 1980 și 2999, la frecvența maximă de 36 MHz, apropiată de frecvența maximă a bistabililor de tip D.

De menționat că tehnicile predivizării cu modul variabil și decodificare externă se dovedesc la fel de avantajoase și pentru tehnologii mai rapide decât TTL.

Pentru aplicații care impun o divizare cu un factor $K - J$ unde K este programabil iar J fix, modificarea detecției aferente circuitului CI4 pentru o stare $J = 2$ nu prezintă o dificultate semnificativă.

BIBLIOGRAFIE

1. R. L. Morris s.a., Proiectare cu circuite integrate TTL, Editura Tehnică, 1974.
2. S. Maican, Sisteme numerice cu circuite integrate, Editura Tehnică, 1980.
3. S. W. Clare, I.E.E.E. — Transaction on instrumentation and measurement, vol. nr. 7, december 4, 1979, pag 75—83.

Programmable Frequency Divider

The use of feedback circuits in sequential logic systems calls for estimating the pulse timing effect, due to each integrated circuit upon the system's cut-off frequency.

This paper depicts a programmable frequency divider which employs approaches leading to an overall operating frequency near the cut-off frequency of each integrated circuit.

PROCESOR PENTRU PRELUCRAREA NUMERICA A SEMNALELOR

E. BORCOCI, S. RĂDULESCU*

Lucrarea descrie arhitectura unui procesor digital programabil pentru prelucrarea semnalelor analogice. Se prezintă o structură hardware specializată și setul de instrucțiuni, cu aplicații în prelucrarea digitală în timp real a semnalelor din gama de frecvențe audio (filtrare digitală, egalizarea canalelor, corelație, FFT).

1. Introducere

Utilizarea procesoarelor programabile de semnal cu arhitecturi specializate constituie în prezent una din căile eficiente de realizare a sistemelor de prelucrare numerică în timp real a semnalelor analogice. Posibilitățile de integrare pe scară largă, precizia prelucrărilor numerice și flexibilitatea acestei metode de realizare au condus la o extindere continuă a gamei de aplicații (prelucrări de imagini, analiză spectrală, transmisiuni de date, analiza și sinteza vorbirii, etc.).

Lucrarea de față prezintă un procesor programabil de semnal destinat prelucrării numerice a semnalelor analogice.

2. Arhitectura procesorului de semnal

2.1. Caracteristici generale.

Procesorul de semnal PM292 are o structură microprogramată dedicată, care realizează un set de instrucțiuni specializat pentru operațiile ce intervin în prelucrările de semnale.

Procesorul are o memorie unică de instrucțiuni și date. Dimensiunea maximă a memoriei adresabile direct este $4\text{ K} \times 12$ biți. Interfațarea cu alte sisteme digitale sau cu mediul analogic se face prin porți de intrare/ieșire.

Durata unui ciclu de microinstrucțiune (ciclu elementar) este de 250 ns. Durata execuției unei instrucțiuni este variabilă în funcție de tipul ei. PM292 dispune de un înmulțitor hardware rapid 12×12 biți.

Scrierea programelor de aplicații se face în limbajul de asamblare al procesorului. Datorită instrucțiunilor speciale adaptate prelucrărilor de semnale (sumă de produse, transfer de blocuri de date, ajustare de coeficienți pentru algoritmi adaptivi), scrierea programelor nu reprezintă o dificultate deosebită. Testarea și depanarea programelor de aplicații se poate face pe un sistem de dezvoltare care include procesorul PM292.

Datorită caracteristicilor prezentate, PM292 poate prelucra în timp real semnale cuprinse în gama audio. De exemplu, pentru un filtru digital nerecursiv cu 250 coeficienți rezultă o frecvență de eșantionare maximă de aproximativ 8 KHz, iar calculul unei transformate complexe FFT în 64 de puncte durează 1 ms.

2.2. Structura hardware.

În fig. 1. este prezentată schema bloc a procesorului PM292. Caracteristicile sale principale sînt următoarele:

- unitate de comandă microprogramată;
- întreruperi în microprogram și în program;

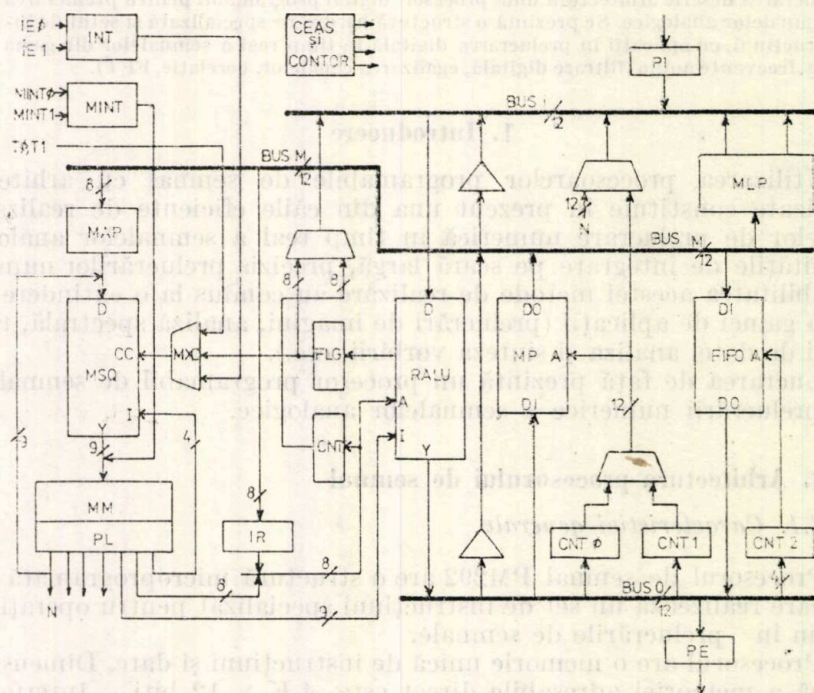


Fig. 1. Schema bloc a procesorului de semnal PM292.

INT, MINT — controler de întreruperi în program, respectiv în microprogram; T0, T1 — intrări de test asincrone; MAP — decodor al codului operației; MSQ — microsecvențor; MM — memorie de microprogram; PL — registru de microinstrucțiuni; N — constantă; MNC — multiplexor de condiții de test; IR — registru de instrucțiuni; FLG — registru de biți condiționali; CNT — contor de bucle; RALU — unitate aritmetică și logică cu registre; MP — memorie principală; CNT0, CNT1, CNT2 — registre/numărătoare de adresă; FIFO — stivă „FIFO”; MLP — înmulțitor; PI, PE — porți de intrare/ieșire; BUS I, BUS M, BUS O — magistrale de date.

- două registre/numărătoare de adresă;
- memorie de tip FIFO de adâncime variabilă;
- înmulțitor paralel 12×12 biți.

2.2.1. Unitatea de comandă.

Unitatea de comandă se compune din trei subsisteme: unitate de secvențare a microinstrucțiunilor (USM); memorie de microprogram (MM) și registru de microinstrucțiuni (PL); sistem de întreruperi (MINT, INT).

USM cuprinde microsecvențorul MSQ ($3 \times \text{AM2911}$) și circuitele auxiliare. MSQ este comandat de 4 biți din microinstrucțiune și o condiție de test selectată de multiplexorul MXC. Condițiile de test se referă la: biți condiționali de program sau microprogram, întreruperi, condiții interne, condiții externe.

Decodorul MAP transformă codul operației unei instrucțiuni în adresa microprogramului interpretor asociat. Contorul de buclă CNT permite efectuarea de cicluri de microinstrucțiuni cu maximum 255 parcurgeri.

Memoria de microprogram are dimensiunile 512×64 biți.

2.2.2. Unitatea de prelucrare și memoria principală.

Unitatea de prelucrare este alcătuită din: unitatea aritmetică și logică și registrele interne ale acesteia (RALU), împreună cu circuitele auxiliare; dispozitivul de înmulțire.

RALU ($3 \times \text{AM2901}$) conține 16 registre, dintre care 11 registre ($R0 \dots R10$) sînt registre de lucru, iar restul de 5 registre aparțin unității de control a programelor ($R11$ — registru auxiliar; $R12$ — conține biți condiționali ai utilizatorului, măști și biți de servire a întreruperilor; $R13$ — registru al biților condiționali; $R14 = \text{SP}$ — pointer de stivă; $R15 = \text{PC}$ — contor de program).

RALU generează biți condiționali de transport, semn, zero și depășire, care sînt înregistrați în registrele externe de biți condiționali de microprogram și respectiv de program.

Înmulțitorul realizează o înmulțire 12×12 biți în două cicluri elementare. Operanzii de intrare sînt în complement față de 2, iar rezultatul se obține în modul și semn.

În cazul executării instrucțiunii de produs scalar (§ 2.3, (1)), unitatea de prelucrare se configurează în mod special. Două registre din RALU reprezintă acumulatorul pe cuvînt dublu și la fiecare două cicluri elementare se adună algebric un nou produs. Memoria FIFO permite deplasarea cu pînă la 15 locații a datelor în tabloul eșantioanelor din MP, simultan cu calcularea sumei de produse (1). Un detector de depășiri indică la sfîrșitul instrucțiunii dacă există depășire și sensul ei.

PM292 este inzestrat cu o memorie unică de instrucțiuni și date (MP), avînd două registre/numărătoare de adresă, care pot fi încărcate și incrementate separat. În prima jumătate a unui ciclu elementar adresa memoriei principale este furnizată de CNT0 sau CNT1, în funcție de un biț de selecție de microprogram, iar în a doua jumătate de CNT1, sau respectiv de CNT0. Rezultă că într-un ciclu elementar se pot executa următoarele: citirea unei date din MP de la o adresă dată de CNT0 sau CNT1 și transferul ei în registrele din RALU, în MLP sau pe BUS 0;

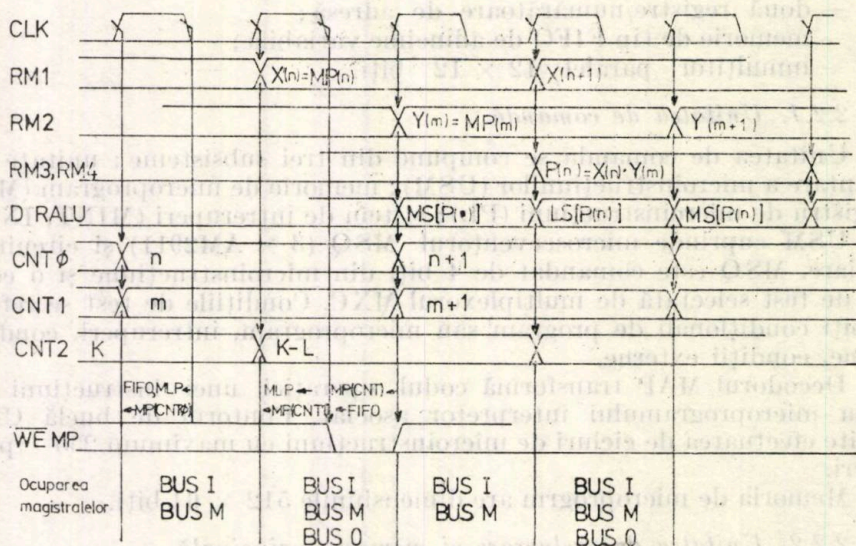


Fig. 2. Diagrama de timp a execuției instrucțiunii de produs scalar.

scrierea unei date de pe BUS 0 în MP la o adresă dată de CNT1 sau CNT0; incrementarea unuia sau ambelor numărătoare de adresă.

În figura 2 se arată o diagramă de timp a instrucțiunii de produs scalar. RM1 și RM2 sunt cele două registre de intrare în înmulțitor, iar RM3, RM4, registrul de ieșire de lungime dublă.

2.2.3. Sistemul de întreruperi.

Operațiile de întreruperi admise de PM 292 sunt de două tipuri: inițiate intern și inițiate extern. Întreruperile externe pot fi validate sau invalidate și mascate prin program și pot fi clasificate ca întreruperi în microprogram și întreruperi în program.

Intrările de întrerupere în microprogram, MINT0 și MINT1, au prioritate maximă. Activarea lor poate întrerupe execuția unei instrucțiuni mașină; ca urmare, timpul de răspuns al procesorului rezultă aproximativ constant. MINT0 are prioritate mai mare decât MINT1.

Acceptarea unei cereri de întrerupere în microprogram determină confirmarea acceptării către întrerupător, salvarea stării procesorului și saltul la segmentul de servire, definit de utilizator, înscris în MP la o adresă fixă. Segmentul de servire se termină cu o instrucțiune care determină restabilirea stării procesorului și reluarea microprogramului întrerupt.

Intrările de întrerupere în program, IE0 și IE1, au prioritate minimă și sunt testate în ciclul de extragere a unei instrucțiuni mașină. Timpul de răspuns al procesorului este variabil în funcție de tipul instrucțiunii aflate în execuție când apare întreruperea. IE0 are prioritate mai mare decât IE1.

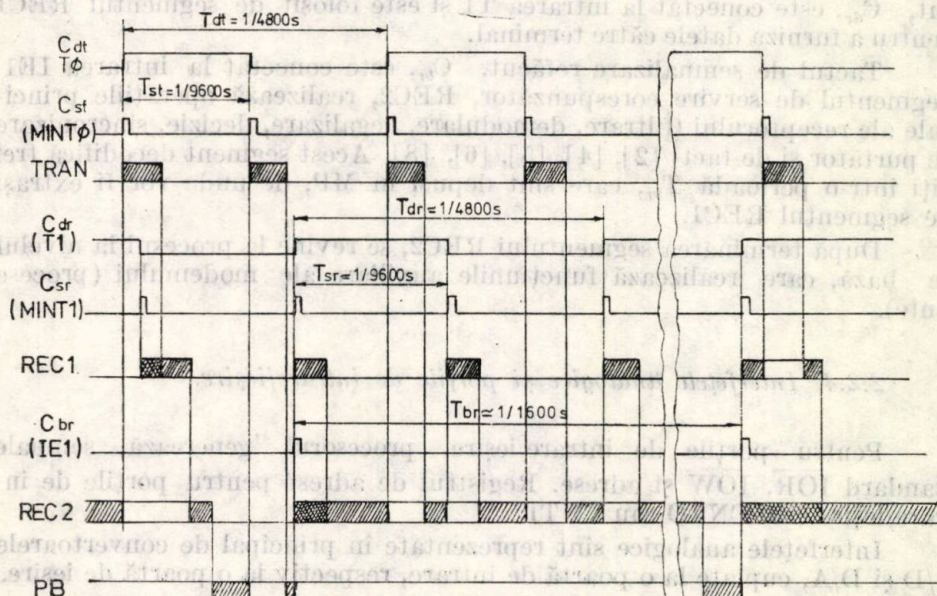
Acceptarea unei cereri de întrerupere determină salvarea conținutului PC și a biților condiționali și saltul la segmentul de servire corespunzător, înscris în MP la o adresă definită de utilizator. Segmentul de servire se termină cu o instrucțiune care restabilește starea PC și a biților condiționali și generează confirmarea acceptării (servirii) către întrerupător.

Întreruperile interne sînt tratate în mod asemănător cu întreruperile externe în program.

Ca exemplu, se consideră realizarea simultană a trei procese (transmisie recepție și nivel de bază) pentru un modem de 4800 bit/s [2], [4], [6], [8]. Repartizarea prelucrărilor pe nivele de prioritate este următoarea (Fig. 3):

— Furnizarea unui eșantion al semnalului emis către convertorul D/A și calcularea unui nou eșantion, pe nivelul asociat intrării MINT0.

— Achiziționarea în MP a unui eșantion al semnalului recepționat de la convertorul A/D, pe nivelul asociat intrării MINT1.



Proces în curs de desfășurare

Proces suspendat

Proces inițiat

Fig. 3. Diviziunea în timp a prelucrărilor pentru procesele de transmisie și recepție ale unui modem de 4800 bit/s. $p_1 = p_2 = 2$.

Prelucrările procesului de recepție propriu-zis, pe nivelul asociat intrării IEI.

— Prelucrările procesului la nivelul de bază.

Este convenabil ca $p_1 = T_{dt}/T_{st}$ și $p_2 = T_{dr}/T_{sr}$ să fie întregi, unde $T_{dt} = 1/4800$ s este intervalul de bit de la emisie, $T_{dr} \approx 1/4800$ s, este intervalul de bit refăcut de la recepție, iar T_{st} și T_{sr} sînt intervalele de eșantionare de la emisie, respectiv recepție.

Fronturile pozitive ale semnalului de eșantionare de la emisie, C_{st} , constituie cereri de întrerupere pe intrarea MINT0. Segmentul de servire asociat, TRAN, extrage din MP un eșantion de ieșire calculat anterior

și îl trimite convertorului D/A, iar apoi calculează [2], [3], [4], [7], un nou eșantion de ieșire pe care îl depune în MP. Tactul de bit de la emisie, C_{ar} , este conectat la intrarea T0 și este folosit de segmentul TRAN pentru a recepționa datele de la terminal.

Fronturile pozitive ale semnalului de eșantionare de la recepție, C_{ar} , generat de blocul de recuperare a tactului, sînt cereri de întrerupere pe intrarea MINT1. Segmentul de servire corespunzător, REC1, achiziționează de la convertorul A/D un eșantion din semnalul recepționat și îl depune în stiva de eșantioane din MP. Tactul de bit de la recepție refăcut, C_{ar} , este conectat la intrarea T1 și este folosit de segmentul REC1 pentru a furniza datele către terminal.

Tactul de semnalizare refăcut, C_{br} , este conectat la intrarea IE1. Segmentul de servire corespunzător, REC2, realizează operațiile principale ale receptorului (filtrare, demodulare, egalizare, decizie, sincronizare de purtător și de tact) [2], [4], [5], [6], [8]. Acest segment decodifică trei biți într-o perioadă T_{br} , care sînt depuși în MP, de unde vor fi extrași de segmentul REC1.

După terminarea segmentului REC2, se revine la procesul la nivelul de bază, care realizează funcțiunile auxiliare ale modemului (procese lente).

2.2.4. Interfețele analogice și porțile de intrare/ieșire.

Pentru porțile de intrare/ieșire, procesorul generează semnale standard IOR, IOW și adrese. Registrul de adresă pentru porțile de intrare/ieșire este CNT0 sau CNT1.

Interfețele analogice sînt reprezentate în principal de convertoarele A/D și D/A, cuplate la o poartă de intrare, respectiv la o poartă de ieșire.

2.3. Setul de instrucțiuni.

Setul de instrucțiuni al procesorului PM292 include majoritatea instrucțiunilor aritmetice — logice uzuale și unele instrucțiuni speciale pentru prelucrarea semnalelor.

Instrucțiunile pot fi grupate astfel: aritmetice și logice, incluzînd înmulțirea, calculul valorii absolute, deplasări logice și aritmetice, rotații, complementarea față de 1 și față de 2; transfer între registre, memorie, stivă, porți de intrare/ieșire; salt în program, conținînd instrucțiunea de decrementare și salt condiționat, saltul cu ramificație multiplă; control, incluzînd afectarea biților condiționali, controlul întreruperilor în program și microprogram; speciale, conținînd produsul scalar, ajustarea coeficienților după un algoritm de gradient și transferul de bloc.

Modurile de adresare utilizate sînt directă, indirectă și indexată.

În continuare se detaliază instrucțiunea de produs scalar, care are mnemonica:

CNV RB, A1, A2, N, L

și care are ca efect calcularea sumei de produse :

$$(RB, R10) \leftarrow \sum_{i=0}^{N-1} MP(A1 + L + i) \cdot MP(A2 + i) \quad (1)$$

unde RB primește partea cea mai semnificativă a sumei și poate fi oricare din registrele R0..R9; A1, A2 sînt adresele de început a două tablouri din MP, notate T1 și T2; L este lungimea cu care sînt deplasate datele în tabloul T1.

În cazul unei filtrări digitale nerecursive, tabloul T1 conține valorile eșantioanelor de semnal, iar T2 valorile coeficienților filtrului. Valoarea (RB, R10) reprezintă eșantionul de ieșire curent.

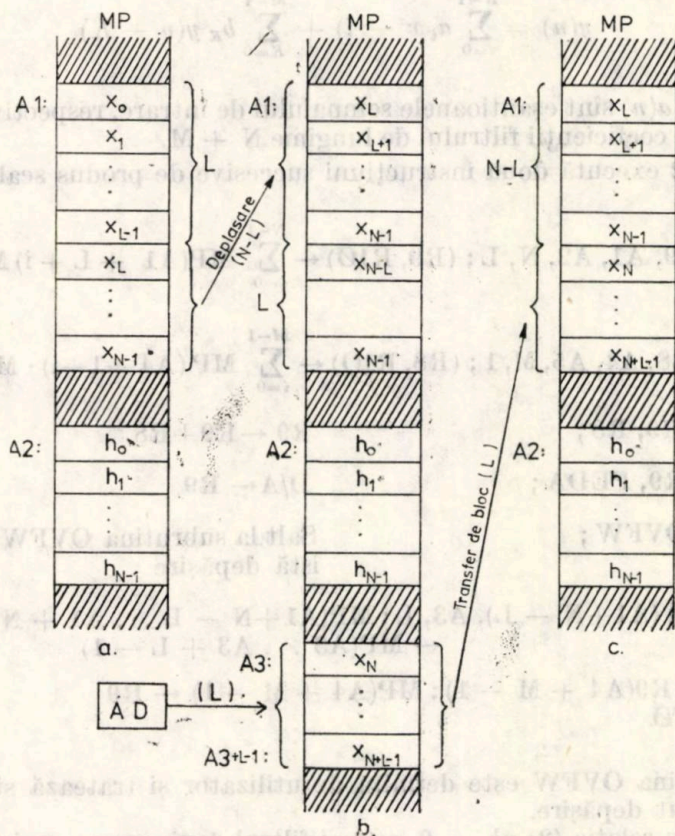


Fig. 4. Structura datelor în timpul execuției produsului scalar.
a) Imaginea MP înainte de execuție, x_0 este cel mai vechi eșantion.
b) Imaginea MP după execuție.
c) Imaginea MP după introducerea a L eșantioane noi în tabloul T1.

În timpul executării produsului scalar, datele din tabloul T1 sînt deplasate cu L poziții, astfel încît cele mai vechi se pierd. După efectuarea unui produs scalar, tabloul T1 se completează cu L eșantioane noi, achiziționate de la convertorul A/D (Fig. 4).

3. Dezvoltarea programelor de aplicație

Procesorul PM292 este inclus într-un sistem de dezvoltare denumit SDM 292, care permite interfațarea cu un display și cu o memorie de masă. Funcționarea întregului sistem se face sub controlul unui program monitor rezident, care execută un set de comenzi pentru încărcarea și examinarea memoriei și pentru lansarea în execuție a programelor încărcate, cu posibilități de depanare.

Se exemplifică segmentul de program care realizează operația de filtrare digitală recursivă, caracterizată de relația :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i x(n-i) + \sum_{K=0}^{M-1} b_K y(n-K) \quad (2)$$

unde $x(n)$ și $a(n)$ sînt eșantioanele semnalului de intrare, respectiv de ieșire, iar a_i, b_i sînt coeficienții filtrului de lungime $N + M$.

PM292 execută două instrucțiuni succesive de produs scalar :

F0 : CNV R9, A1, A2, N, L ; (R9, R10) $\leftarrow \sum_{i=0}^{N-1} \text{MP}(A1 + L + i) \text{MP}(A2 + i)$

CNV R8, A4, A5, M, 1 ; (R8, R10) $\leftarrow \sum_{i=0}^{M-1} \text{MP}(A4 + 1 + i) \cdot \text{MP}(A5 + i)$

ADR R9, R8 ; R9 $\leftarrow$ R9 + R8

OUT R9, PEDA ; D/A $\leftarrow$ R9

COV OVFW ; Salt la subrutina OVFW dacă există depășire

MVMM (A1+N - L), A3, L ; MP(A1+N - L ... A1 + N - 1) $\leftarrow$
 $\leftarrow$ MP(A3 ... A3 + L - 1)

STOR R9(A4 + M - 1) ; MP(A4 + M - 1) $\leftarrow$ R9
 JMP F0

Subrutina OVFW este definită de utilizator și tratează situația în care a apărut depășire.

Dacă în relația (2) $nb = 0$, atunci filtrul devine nerecursiv.

Un alt exemplu este realizarea unui filtru digital nerecursiv adaptiv, coeficienții fiind ajustați după un algoritm de gradient :

$$\bar{C}^{K+1} = \bar{C}^K - \mu e_K \bar{r}^K$$

unde $\bar{C}^K$ este vectorul coeficienților la momentul K , μ este pasul de corecție, e este eroarea la momentul K , iar $\bar{r}^K$ este vectorul eșantioanelor de intrare în filtru la momentul K .

Segmentul de program corespunzător este :

$F1 : CNV R1, A1, A2, N, L; \quad (R1, R10) \leftarrow \sum_{i=0}^{N-1} MP(A1 + L + i).$
 $\quad \cdot MP(A + 2 + i)$
 OUT R1, PEDA; $D/A \rightarrow R1$
 CALL DELTA; $R10 \rightarrow ek$
 ADJ R2, A1, A2, N; coeficienți sînt ajustați conform
 relației (3)
 MVMM (A1 + N - L), A3, L; $MP(A1 + N - L \dots$
 $A1 + N - 1) \leftarrow MP(A3 \dots A3 + L - 1)$
 JMP F1

Subrutina DELTA este definită de către utilizator și calculează valoarea erorii între eșantionul calculat și eșantionul de referință, pe care o depune în R10 din RALU. R2 conține valoarea pasului de corecție.

Concluzii

Procesorul de semnal prezentat oferă o bază pentru elaborarea și experimentarea programelor de aplicație în vederea realizării unor sisteme dedicate de prelucrare numerică a semnalelor.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * „Build a microcomputer“, Application notes, Advanced Micro Devices, 1978.
2. E. Borcoci, „Metode de prelucrare a semnalelor în transmisiunile discrete“, Teză de doctorat, Institutul Politehnic București, 1980.
3. M. F. Choquet, H. I. Nussbaumer, IBM J. Res. Dev., Sep. 1971.
4. P. I. Gerwen, s.a., IEEE Trans. on Comm., Vol. COM — 25, Nr. 2, Feb., 1977.
5. D. Godard, IEEE Trans. on Comm., Nr. 5, May 1978.
6. A. Mateescu, s.a., „Manualul inginerului electronist (Vol. II) — Transmisiuni de date“, Editura Tehnică, București, 1984.
7. F. A. M. Snijders, s.a. IEEE Trans. on Comm., Vol. COM — 23, Nr. 11, Nov. 1975.
8. K. Watanabe, s.a., IEEE Trans. on Comm., Vol. COM — 26, Nr. 5, May 1978.

A programmable Digital Signal-Processor

This paper contains a description of the architecture of a programmable digital processor for analogous signals. A special designed hardware and instruction set are presented, with applications in real time digital processing in the audio range (digital filtering, channel equalisation, correlation, FFT).

G.Z. : 681.32
519.219

EVALUATION OF A STATIONARY RANDOM SIGNAL STRUCTURE FOR WHICH THE HADAMARD TRANSFORM IS OPTIMUM

V. E. NEAGOE*

The aim of this paper is to deduce a stationary random vector class which can be transformed by the Hadamard matrix into vectors having uncorrelated components. For the cases of two-dimensional or three-dimensional stochastic signals, the problem has the significance to find the optimum image segmentation, so that the Hadamard transform to be identical to the Karhunen-Loève transform.

Two considerations are important in selecting a transform for data compression :

- (i) dimensionality (computational effort);
- (ii) optimality.

For a given class of signals having the same second order statistics, the Karhunen-Loève transform (KLT) is shown to be optimal.

Although the KLT is optimal, it has dimensionality difficulties. First, the KLT is unique for a class of signals; therefore, it has to be computed for that class. Second, even if an analytic expression for the KLT is known, the transformation calculus does not have a fast algorithm available.

Hadamard transform is a suboptimal transform which requires a less computational effort, implying only additions and subtractions. Moreover, a fast Hadamard algorithm has been already established.

The aim of this paper is to deduce a multidimensional stationary random signal structure for which the Hadamard transform is optimum.

Theorem 1

Assume $\mathbb{S}$ is a class of random n -dimensional vectors $\mathbb{S} \in \mathbb{S}$, having a second-order stationary statistics.

Then :

- (i) There is a subclass $\mathbb{X} \subset \mathbb{S}$ so that the vectors $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)^T \in \mathbb{X}$, which are characterized by the covariance matrix $\sum x_i$, can

* Lecturer, Ph. D., Applied Electronics Depart.

be transformed into the vectors $Y = (y_1, y_2, \dots, y_N)^t \in \mathcal{Y}$ according to the relation

$$Y = HX \quad (1)$$

where H is the Hadamard matrix of order $N = 2^p$, such that the components of Y are completely uncorrelated

$$\Sigma_y = \text{diag}(\tilde{\rho}_0, \tilde{\rho}_1, \dots, \tilde{\rho}_{N-1}), \quad (2)$$

where Σ_y signifies the covariance matrix of the vector Y .

(ii) The Hadamard transform is equivalent with the Karhunen-Loève Transform which corresponds to the covariance matrix Σ_x ; the elements $\tilde{\rho}_0, \dots, \tilde{\rho}_{N-1}$ of the matrix Σ_y (relation (2)) are the characteristic roots of the matrix Σ_x .

Proof

The theorem will be proved only for $N = 4$ and $N = 8$. Using the same way, the proof can be easily generalised for $N = 2^p > 8$.

(A) $N = 4$

(i) Assume

$$\Sigma_y = \begin{pmatrix} \tilde{\rho}_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{\rho}_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{\rho}_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{\rho}_3 \end{pmatrix} \quad (4)$$

with

$$\tilde{\rho}_0 \geq \tilde{\rho}_1 \geq \tilde{\rho}_2 \geq \tilde{\rho}_3 > 0. \quad (5)$$

Denoting

$$H = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

it yields

$$\Sigma_x = H \Sigma_y H = \begin{pmatrix} \rho_0 & \rho_2 & \rho_1 & \rho_3 \\ \rho_2 & \rho_0 & \rho_3 & \rho_1 \\ \rho_1 & \rho_3 & \rho_0 & \rho_2 \\ \rho_3 & \rho_1 & \rho_2 & \rho_0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

where

$$\begin{aligned} (1) \quad \rho_0 &= \frac{1}{4}(\tilde{\rho}_0 + \tilde{\rho}_1 + \tilde{\rho}_2 + \tilde{\rho}_3), \\ (2) \quad \rho_1 &= \frac{1}{4}(\tilde{\rho}_0 + \tilde{\rho}_1 - \tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_3), \\ (3) \quad \rho_2 &= \frac{1}{4}(\tilde{\rho}_0 - \tilde{\rho}_1 + \tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_3), \\ (4) \quad \rho_3 &= \frac{1}{4}(\tilde{\rho}_0 - \tilde{\rho}_1 - \tilde{\rho}_2 + \tilde{\rho}_3). \end{aligned} \quad (8)$$

It is easily to see that

$$\rho_0 \geq \rho_1 \geq \rho_2 \geq \rho_3 \quad (9)$$

and

$$\sum_{i=0}^3 \tilde{\rho}_i = \sum_{j=0}^3 \rho_j \quad (10)$$

(ii) Consider $\sum_x$ given by the relation (4). To solve

$$\sum_x \Phi = \lambda \Phi, \text{ where} \quad (11)$$

$$\Phi = (\Phi_1 \ \Phi_2 \ \Phi_3 \ \Phi_4)^t \quad (12)$$

we have to obtain the characteristic roots from the equation

$$\det (\sum_x - \lambda I) = 0, \quad (13)$$

where I is the unit matrix of the 4th degree. The equation (13) is equivalent to

$$\begin{vmatrix} \rho_0 - \lambda & \rho_2 & \rho_1 & \rho_3 \\ \rho_2 & \rho_0 - \lambda & \rho_3 & \rho_1 \\ \rho_1 & \rho_3 & \rho_0 - \lambda & \rho_2 \\ \rho_3 & \rho_1 & \rho_2 & \rho_0 - \lambda \end{vmatrix} = 0, \quad (14)$$

which leads to

$$\begin{cases} \lambda_1 = \rho_0 + \rho_1 + \rho_2 + \rho_3 \\ \lambda_2 = \rho_0 + \rho_1 - \rho_2 - \rho_3 \\ \lambda_3 = \rho_0 + \rho_2 - \rho_1 - \rho_3 \\ \lambda_4 = \rho_0 - \rho_1 - \rho_2 + \rho_3 \end{cases} \quad (15)$$

with $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 \geq \lambda_4$. (16)

Solving the system of equations

$$(i = 1, 2, 3, 4) \quad (\sum x - \lambda I) \Phi^{(i)} = 0, \quad (17)$$

where

$$\Phi^{(i)} = (\Phi_1^{(i)} \dots \Phi_4^{(i)})^t, \quad (18)$$

We deduce the orthogonal Karhunen-Loève matrix

$$\psi = (\psi^{(1)} \quad \psi^{(2)} \quad \psi^{(3)} \quad \psi^{(4)}), \quad (19)$$

constituted by the orthonormated eigenvectors $\psi^{(i)}$

$$\psi^{(i)} = \Phi^{(i)} / \|\Phi^{(i)}\| \quad (i = 1, 2, 3, 4). \quad (20)$$

One obtains

$$\psi = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (21)$$

It is easily to prove it. For example, for

$$\lambda_1 = \rho_0 + \rho_1 + \rho_2 + \rho_3$$

the equations (11) and (12) become

$$(\rho_1 + \rho_2 + \rho_3)\Phi_1 + \rho_2\Phi_2 + \rho_1\Phi_3 + \rho_3\Phi_4 = 0$$

$$\rho_2\Phi_1 + (\rho_1 + \rho_2 + \rho_3)\Phi_2 + \rho_3\Phi_3 + \rho_1\Phi_4 = 0$$

$$\rho_1\Phi_1 + \rho_3\Phi_2 + (\rho_1 + \rho_2 + \rho_3)\Phi_3 + \rho_2\Phi_4 = 0$$

$$\rho_3\Phi_1 + \rho_1\Phi_2 + \rho_2\Phi_3 + (\rho_1 + \rho_2 + \rho_3)\Phi_4 = 0$$

which lead to

$$\Phi^{(1)} = (\Phi_1^{(1)} \Phi_2^{(1)} \Phi_3^{(1)} \Phi_4^{(1)})^t = (\mu \quad \mu \quad \mu \quad \mu)^t; \quad (23)$$

hence by normalization it results the first column of (21)

$$\psi^{(1)} = \Phi^{(1)} / \|\Phi^{(1)}\| = \frac{1}{2} (1 \quad 1 \quad 1 \quad 1)^t. \quad (24)$$

In the same way, we can deduce the other three columns of the matrix (21).

(B) $N=8$

Consider

$$\Sigma_y = \begin{pmatrix} \tilde{\rho}_0 & & & & & & & \\ & \tilde{\rho}_1 & & & & & & \\ & & \tilde{\rho}_2 & & & & & \\ & & & \tilde{\rho}_3 & & & & \\ & & & & \tilde{\rho}_4 & & & \\ & & & & & \tilde{\rho}_5 & & \\ & & & & & & \tilde{\rho}_6 & \\ & & & & & & & \tilde{\rho}_7 \\ O & & & & & & & & \end{pmatrix}, \quad (25)$$

where

$$\tilde{\rho}_0 \geq \tilde{\rho}_1 \geq \dots \geq \tilde{\rho}_7.$$

It yields

$$\Sigma_x = \begin{pmatrix} \rho_0 & \rho_4 & \rho_2 & \rho_6 & \rho_1 & \rho_5 & \rho_3 & \rho_7 \\ \rho_4 & \rho_0 & \rho_6 & \rho_2 & \rho_5 & \rho_1 & \rho_7 & \rho_3 \\ \rho_2 & \rho_4 & \rho_0 & \rho_4 & \rho_3 & \rho_7 & \rho_1 & \rho_5 \\ \rho_6 & \rho_2 & \rho_4 & \rho_0 & \rho_7 & \rho_3 & \rho_6 & \rho_1 \\ \rho_1 & \rho_5 & \rho_3 & \rho_7 & \rho_0 & \rho_4 & \rho_7 & \rho_6 \\ \rho_5 & \rho_1 & \rho_7 & \rho_3 & \rho_4 & \rho_7 & \rho_2 & \rho_2 \\ \rho_3 & \rho_7 & \rho_1 & \rho_5 & \rho_2 & \rho_5 & \rho_0 & \rho_4 \\ \rho_7 & \rho_7 & \rho_5 & \rho_1 & \rho_6 & \rho_2 & \rho_4 & \rho_0 \end{pmatrix}, \quad (26)$$

where

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_1 = \frac{1}{8} (\tilde{\rho}_0 + \tilde{\rho}_1 + \tilde{\rho}_2 + \tilde{\rho}_3 + \tilde{\rho}_4 + \tilde{\rho}_5 + \tilde{\rho}_6 + \tilde{\rho}_7) \\ \rho_1 = \frac{1}{8} (\tilde{\rho}_0 - \tilde{\rho}_1 + \tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_3 - \tilde{\rho}_4 - \tilde{\rho}_5 + \tilde{\rho}_6 - \tilde{\rho}_7) \\ \rho_2 = \frac{1}{8} (\tilde{\rho}_0 + \tilde{\rho}_1 - \tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_3 + \tilde{\rho}_4 + \tilde{\rho}_5 - \tilde{\rho}_6 - \tilde{\rho}_7) \\ \rho_3 = \frac{1}{8} (\tilde{\rho}_0 - \tilde{\rho}_1 - \tilde{\rho}_2 + \tilde{\rho}_3 + \tilde{\rho}_4 + \tilde{\rho}_5 - \tilde{\rho}_6 + \tilde{\rho}_7) \\ \rho_4 = \frac{1}{8} (\tilde{\rho}_0 + \tilde{\rho}_1 + \tilde{\rho}_2 + \tilde{\rho}_3 - \tilde{\rho}_4 - \tilde{\rho}_5 - \tilde{\rho}_6 - \tilde{\rho}_7) \\ \rho_5 = \frac{1}{8} (\tilde{\rho}_0 - \tilde{\rho}_1 + \tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_3 - \tilde{\rho}_4 + \tilde{\rho}_5 - \tilde{\rho}_6 + \tilde{\rho}_7) \\ \rho_6 = \frac{1}{8} (\tilde{\rho}_0 + \tilde{\rho}_1 - \tilde{\rho}_2 - \tilde{\rho}_3 - \tilde{\rho}_4 - \tilde{\rho}_5 + \tilde{\rho}_6 + \tilde{\rho}_7) \\ \rho_7 = \frac{1}{8} (\tilde{\rho}_0 - \tilde{\rho}_1 - \tilde{\rho}_2 + \tilde{\rho}_3 - \tilde{\rho}_4 + \tilde{\rho}_5 + \tilde{\rho}_6 - \tilde{\rho}_7) \end{array} \right\}, \quad (27)$$

By assuming

$$\tilde{\rho}_1 + \tilde{\rho}_7 \geq \tilde{\rho}_2 + \tilde{\rho}_4, \quad (28)$$

it results

$$\rho_0 \geq \rho_1 \geq \rho_2 \geq \dots \geq \rho_7.$$

The theorem can be proved using the same way for $N > 8$. (29)

Theorem 2

By considering that the components of the N -dimensional stationary random vector

$$X = (x_1, \dots, x_N)^t$$

having a covariance matrix $\sum_x$ according to the conditions of Theorem 1 (the relations (7), (8) for $N = 4$, and respectively (26), (27) for $N = 8$), constitute the brightness values of the „pixels” in a p -dimensional space ($N = 2^p$), satisfying the assumptions

$$d_{ij} < d_{kl} \stackrel{\text{iff}}{\Leftrightarrow} \sigma_{ij} > \sigma_{kl}, \quad (30.4a)$$

and

$$d_{ij} = d_{kl} \stackrel{\text{iff}}{\Leftrightarrow} \sigma_{ij} = \sigma_{kl}, \quad (30.b)$$

where d_{ij} represents the distance between the pixel „ i ” and the pixel „ j ” in a p -dimensional space,

σ_{ij} represents the covariance

$$\sigma_{ij} = E\{(x_i - E(x_i))(x_j - E(x_j))\}, \quad (31)$$

then :

→ the pixel structure corresponding to the covariance matrix $\sum_x$ (chosen to be optimum for Hadamard transform according to theorem 1), constitutes a rectangle in a p -dimensional space.

Proof

The theorem will be proved only for $N = 4$ and $N = 8$.

A. $N = 4$

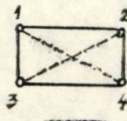
From the relations (7) and (29), we have

$$\begin{cases} d_{13} = d_{31} = d_{24} = d_{42} = a_1 \\ d_{12} = d_{21} = d_{34} = d_{43} = a_2 \\ d_{14} = d_{41} = d_{23} = d_{32} = a_3 \end{cases} \quad (32)$$

where

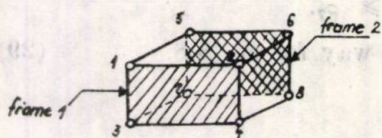
$$a_1 < a_2 < a_3. \quad (33)$$

In a bidimensional space, there is an unique kind of structure corresponding to these relations, which constitutes a rectangle of the form



$B. N. = 8$

In the same way, we deduce that the pixel structure represents a rectangle in a three-dimensional space.



The physical interpretation for picture segmentation and coding is that we have to choose as a 8 component vector the pixel structure from two neighbor frames : $((1, 2, 3, 4)$ from frame 1, and $(5, 6, 7, 8)$ from frame 2).

For $N > 8$, there does not exist a physical interpretation.

Remark

In the Theorem 2 the stationarity has the meaning that the covariance σ_{ij} between the pixel „i” and the pixel „j” depends only on the distance d_{ij} and does not depend on the time.

Acknowledgment

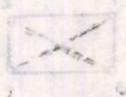
The idea developed within this paper (first theorem) springs out as a consequence of a discussion in 1981 with Mr. Cherkaoui Sidi Jaafar from Morocco.

REFERENCES

1. N. Ahmed K. R. Rao, „Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing”, Springer Verlag, Berlin — Heidelberg — N. Y, 1975.
2. A. Netravali, J. Limb, Proc. IEEE, vol. 68, Nr. 3, pp. 366—406, March 1980.
3. A. K. Jain, Proc. IEEE, vol. 69, Nr. 3, pp. 349—389, March 1981.
4. A. K. Jain Proc IEEE, vol. 69, Nr. 5, pp. 502—528, May 1981.

Evaluarea unei structuri de semnale aleatoare pentru care transformarea Hadamard este optimală

În cadrul acestei lucrări este dedusă o clasă de vectori aleatori care pot fi transformați printr-o matrice Hadamard în vectori avînd componentele necorelate. În cazul unor semnale aleatoare bidimensionale sau tridimensionale (semnale de imagine), problema are semnificația de a găsi segmentarea optimă a imaginii astfel încît transformarea Hadamard să fie identică cu transformarea Karhunen-Loève.



C.Z.t 658.56
519.2
517.97

O ABORDARE BAYESIANA A CONTROLULUI CALITĂȚII

A. MIHALACHE*

Metodele clasice ale statisticii matematice permit discriminarea loturilor din punct de vedere al calității lor sau verificarea stabilității calității unui proces față de un nivel de referință, nu și evaluarea nivelului real al calității.

Lucrarea arată posibilitatea unei atestări a nivelului de calitate prin estimare bayesiană punctuală și cu interval de încredere. Se elaborează un algoritm care utilizează rezultatele experimentale dintr-o succesiune de eșantionări în scopul estimării cât mai precise a nivelului de calitate curent.

Estimarea nivelului de conformitate a unui proces tehnologic nu poate fi rezolvată prin metodele clasice ale teoriei estimării datorită volumului mare de date experimentale necesar. Prelucrând informațiile acumulate într-un număr de eșantionări anterioare, conform unui algoritm bazat pe inferența bayesiană empirică, se poate estima cu precizie rezonabilă nivelul curent al conformității procesului.

1. Estimarea bayesiană empirică a nivelului curent al conformității

Fie θ indicatorul conformității la momentul t al unei eșantionări, exprimat ca fracțiune de defective raportată la nivelul acceptabil AQL. Variabilitatea în timp a conformității procesului este modelată prin interpretarea lui θ ca variabilă aleatoare ale cărei valori oscilează în jurul unei valori medii θ cu o dispersie γ^2 . Se asociază lui θ_t o distribuție apriori de tip gama:

$$f_a(\theta_t) = \frac{\beta(\beta\theta_t)^{\alpha-1}e^{-\beta\theta_t}}{\Gamma(\alpha)} \quad (1)$$

unde: $\alpha/\beta = \theta$ și $\alpha/\beta^2 = \gamma^2$.

Rezultatele obținute în eșantionarea efectuată la momentul t constau în volumul eșantionului n_t și numărul de defective observate x_t .

* Șef lucrări, dr. ing., catedra Tehnologie electronică și fiabilitate.

Distribuția rezultatelor experimentale, condiționată de nivelul curent al conformității, este de tip Poisson [2]

$$f(x_1/\theta_i) = \frac{(e_i \theta_i)^{x_i}}{x_i!} e^{-e_i \theta_i}, \quad (2)$$

unde :

$$e_i = n_i \cdot AQL$$

Combinarea informației apriori cu rezultatele experimentale prin intermediul ecuației lui Bayes conduce la o distribuție aposteriori $f_p(\theta_i)$ de tip gama cu parametri $\alpha + x_i$, $\beta + e_i$ [3]. Estimația punctuală bayesiană (optimă) este media distribuției aposteriori :

$$\hat{\theta}_i = \int_0^\infty \theta_i f_p(\theta_i) d\theta_i = \frac{\alpha + x_i}{\beta + e_i} = \omega_i \theta_i + (1 - \omega_i) I_i \quad (3)$$

unde :

$$\omega_i = \frac{\theta_i/e_i}{\theta_i/e_i + \gamma^2} \text{ și}$$

$$I_i = x_i/e_i$$

Se observă că estimația bayesiană este o medie ponderată între valoarea medie a conformității procesului θ și estimația maxim verosimilă a conformității curente I_i . Coeficientul de pondere ω_i poate fi interpretat astfel. Dispersia estimatorului maxim verosimil I_i față de nivelul curent al conformității θ_i este θ_i/e_i iar media acestei dispersii este θ_i/e_i . Rezultă că ω_i reprezintă raportul mediei dispersiei rezultatelor experimentale față de nivelul de conformitate curent la dispersia totală a acestor rezultate.

Limitele intervalului de încredere bilateral se obțin pornind de la distribuția aposteriori $f_p(\theta_i)$ și rezolvind ecuațiile :

$$\int_0^{\theta_{i,uf}} f_p(\theta_i) d\theta_i = \gamma/2; \quad (4)$$

$$\int_{\theta_{i,inf}}^{\theta_{i,uf}} f_p(\theta_i) d\theta_i = 1 - \gamma/2$$

Precizia estimării punctuale sau cu interval de încredere este cu atât mai mare cu cât dispersia aposteriori este mai mică.

Expresia dispersiei aposteriori este :

$$V_p = \frac{\alpha + x_t}{(\beta + e_t)^2} = (1 - \omega_t) \frac{\hat{\theta}_t}{e_t} \quad (5)$$

2. Estimarea caracteristicilor medii ale procesului

Caracteristicile medii θ și γ^2 ale procesului se estimează prin metoda momentelor, utilizând un număr T de eșantionări, ultima fiind eșantionarea curentă. În acest scop se calculează distribuția rezultatelor experimentale obținute la o eșantionare, condiționată de θ și γ^2 :

$$\begin{aligned} f(x_t/\theta, \gamma^2) &= \int_0^\infty f(x_t/\theta_t) f_a(\theta_t/\theta, \gamma^2) d\theta_t = \\ &= \frac{\Gamma\left(x_t + \frac{\theta^2}{\gamma^2}\right)}{x_t! \Gamma\left(\frac{\theta^2}{\gamma^2}\right)} \omega_t \frac{\theta^2}{\gamma^2} (1 - \omega_t)^z \end{aligned} \quad (6)$$

Distribuția (6) este de tip binomial negativ, avînd momentele centrate [4]:

$$\begin{aligned} \mu_1 &= \theta e_t; \\ \mu_2 &= e_t(\theta + \gamma^2 e_t); \\ \mu_3 &= \frac{e_t}{\theta} (\theta + \gamma^2 e_t) (\theta + 2\gamma^2 e_t); \\ \mu_4 &= e_t(\theta + \gamma^2 e_t) + \left(3 + \frac{6\gamma^2}{\theta^2}\right) e_t^2 (\theta + \gamma^2 e_t)^2. \end{aligned} \quad (7)$$

Se consideră variabilele aleatoare :

$$I_t = \frac{x_t}{e_t}; \quad (8)$$

$$Y_t(I_t - \theta)^2 = \frac{I_t}{e_t}$$

Utilizând expresiile (7), rezultă că :

$$\begin{aligned} M_{I_t} &= \theta; \\ M_{Y_t} &= \frac{1}{e_t^2} e_t (\theta + \gamma^2 e_t) - \frac{\theta}{e_t} = \gamma^2 \end{aligned} \quad (9)$$

Astfel, aplicind metoda momentelor, rezultă :]

$$\begin{aligned} \hat{\theta} = \bar{\theta} &= \sum_{t=1}^T p_t I_t; \quad \sum_{t=1}^T p_t = 1; \\ \hat{\omega}^2 = \bar{\omega}^2 &= \sum_{t=1}^T q_t Y_t; \quad \sum_{t=1}^T q_t = 1; \end{aligned} \quad (10)$$

Ponderile p_t și q_t sînt invers proporționale cu dispersiile lui I_t și Y_t . Acestea din urmă pot fi ușor calculate, utilizînd momentele centralizate (7) :

$$\begin{aligned} V_{I_t} &= \gamma^2 + \frac{\theta}{e_t}; \\ V_{Y_t} &= \left(2 + \frac{6\gamma^2}{\theta^2} \right) + \frac{2 \left(2 + 6 \frac{\gamma^2}{\theta^2} \right) \theta \gamma^2 - 4 \frac{\gamma^4}{\theta}}{e_t} + \\ &\quad + \frac{\left(2 + 6 \frac{\gamma^2}{\theta^2} \right) \theta^2 - 4 \gamma^2}{e_t^2} \end{aligned} \quad (11)$$

Dacă eșantioanele au același volum e_t , ponderile sînt egale, iar mediile (10) devin simple medii aritmetice. În caz contrar, este necesar calculul expresiilor (11), care depind însă de θ și γ^2 , mărimi necunoscute. În [4] se propune rezolvarea problemei luînd în primă aproximație $\theta = 1$ și $\gamma^2 = 0,25$. Aceasta presupune că nivelul conformității procesului oscilează în jurul nivelului acceptabil AQL cu o abatere egală cu 0,5 din valoarea lui AQL.

În aceste condiții, ponderile devin :

$$\begin{aligned} p_t \propto f_t &= \frac{1}{V_{I_t}} = \frac{e_t}{1 + e_t/4}; \\ q_t \propto g_t &= \frac{1}{V_{Y_t}} = \frac{e_t^2}{2,5 + 1,5 e_t + 0,22 e_t^2} \end{aligned} \quad (12)$$

Valorile exacte ale ponderilor p_i și q_i rezultă din f_i și g_i printr-o operație de normare :

$$p_i = \frac{f_i}{\sum_{i=1}^T f_i} ; \quad (13)$$

$$q_i = \frac{g_i}{\sum_{i=1}^T g_i}$$

3. Estimarea procesului (γ^2)

Estimarea lui γ^2 prin metoda momentelor poate conduce la rezultate negative deoarece :

$$\hat{\gamma}^2 = \sum_{i=1}^T q_i Y_i = \sum_{i=1}^T q_i (I_i - \hat{\theta})^2 - \sum_{i=1}^T q_i I_i / e_i \quad (14)$$

Fie notațiile

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^T q_i I_i / e_i ;$$

$$\omega = \frac{\sigma^2}{\sigma^2 + \gamma^2} ; \quad (15)$$

$$ss = T \sum_{i=1}^T q_i (I_i - \hat{\theta})^2$$

Cu notațiile (15), relația (14) devine :

$$\frac{ss}{T} = \sigma^2 + \hat{\gamma}^2 \quad (17)$$

Rezultă că σ^2 este o estimatie a mediei dispersiei lui i , față de nivelul curent al conformității iar ss/T este o estimatie a dispersiei rezultatelor experimentale față de media procesului.

Dispersia γ^2 va fi estimată prin metoda inferenței bayesiene, considerînd pe σ^2 cunoscut și asociînd lui ω o distribuție apriori de tip gama cu parametri $(a_0, b_0/\sigma^2)$, condiționată de faptul că $\omega < 1$:

$$f_a(\omega) = \frac{(b_0/\sigma^2)^{a_0} \omega^{a_0-1} e^{-\frac{\omega b_0}{\sigma^2}}}{\Gamma(a_0) G_{a_0}(b_0/\sigma^2)} \quad (17)$$

unde :

$$G_a(y) = \int_0^y \frac{1}{\Gamma(a)} x^{a-1} e^{-x} dx$$

Pentru a găsi distribuția rezultatelor experimentale, se consideră valorile I_t distribuite asimptotic normal, astfel încît $\omega ss/\sigma^2$ este distribuită după legea χ^2 cu $\nu = T - 1$ grade de libertate [5] :

$$f\left(\frac{\omega ss}{\sigma^2}\right) = \frac{\left(\frac{\omega ss}{\sigma^2}\right)^{\frac{\nu}{2}-1} e^{-\frac{\omega ss}{2\sigma^2}}}{2^{\frac{\nu}{2}} \Gamma(\frac{\nu}{2})} \quad (18)$$

Printr-o transformare simplă, din (18) se obține distribuția variabilei ss :

$$f(ss) = \frac{\left(\frac{\omega}{\sigma^2}\right)^{\frac{\nu}{2}} ss^{\frac{\nu}{2}-1} e^{-\omega ss/2\sigma^2}}{2^{\frac{\nu}{2}} \Gamma(\frac{\nu}{2})} \quad (19)$$

Combinînd expresiile (17) și (19) în ecuația lui Bayes, rezultă o distribuție aposteriori $f_p(\omega)$ de tip gama cu parametrii $a = a_0 + \nu/2$ și $b = b_0 + ss/2$, condiționată de faptul că $\omega < 1$.

Rezultă media și dispersia aposteriori asociată lui ω :

$$M_{p_\omega} = \int_0^1 \omega f_p(\omega) d\omega = \frac{G_{a+1}(b/\sigma^2)}{G_a(b/\sigma^2)} \cdot \frac{a\sigma^2}{b} = \frac{1}{RF};$$

unde :

$$R = b/a\sigma^2;$$

$$F = G_a(aR)/G_{a+1}(aR) \quad (20)$$

$$V_{p_\omega} = \int_0^1 (\omega - M_{p_\omega})^2 f_p(\omega) d\omega = G;$$

unde :

$$G = \frac{1}{R^2 F} \frac{a+1}{a} \frac{G_{a+2}(aR)}{G_{a+1}(aR)} - \frac{1}{R^2 F^2}$$

Problema estimării bayesiene a lui ω , respectiv γ^2 ar fi rezolvată, dacă s-ar cunoaște valorile parametrilor a_0 și b_0 din distribuția apriori (17).

Experiența de la Bell Laboratories a arătat ca plauzibile o medie apriori a lui ω de 0,55 și o dispersie apriori de 0,045. Ținând seama de valorile teoretice ale mediei și dispersiei apriori, rezultă :

$$\begin{aligned}\frac{1}{R_0 F_0} &= 0,55 ; \\ G_0 &= 0,045 ;\end{aligned}\quad (21)$$

unde R_0, F_0, G_0 se obțin punând în expresiile corespunzătoare (20) a_0, b^0 în locul lui a, b . Rezolvînd sistemul (21), se obțin soluțiile :

$$\begin{aligned}a_0 &= 4,5 \\ b_0 &= 7,2 \sigma^2\end{aligned}\quad (22)$$

În concluzie, pentru estimarea lui γ^2 se procedează astfel. Din rezultatele experimentale obținute în T eșantionări se calculează $\bar{x}$ și σ^2 . Apoi se calculează $a = a_0 + \frac{T-1}{2}$ și $b = b_0 + \frac{ss}{2}$ și media aposteriori a lui ω , rezultînd :

$$\begin{aligned}\frac{1}{RF} &= \frac{\sigma^2}{\sigma^2 + \gamma^2} \\ \hat{\gamma} &= \sigma^2 (RF - 1)\end{aligned}\quad (23)$$

4. Estimarea dispersiei nivelului curent al conformității

O dată estimate caracteristicile procesului, se poate estima punctual nivelul curent al conformității cu ajutorul expresiei (3) :

$$\hat{\theta}_T = \hat{\omega}_T \hat{\theta} + (1 - \hat{\omega}_T) I_T ;$$

unde :

$$\hat{\theta} = \sum_{t=1}^T p_t I_t ; \quad (24)$$

$$\hat{\omega}_T = \frac{\hat{\theta} / e_T}{\hat{\theta} / e_T + \hat{\gamma}^2} ;$$

$$\hat{\gamma}^2 = \sigma^2 (RF - 1)$$

Construcția intervalului de încredere presupune însă și calculul dispersiei aposteriori (5) asociate lui θ_T .

În acest scop, se pornește de la relația generală [3] :

$$V(x) = M[V(x/y)] + v[M(x/y)] \quad (25)$$

Conform cu (25), se obține :

$$V_{\theta_T} = M[V(\theta_T/\theta, \gamma^2) + V[M(\theta_T/\theta, \gamma^2)] \quad (26)$$

Ținînd seama de expresia (5), avem :

$$M[V(\theta_T/\theta, \gamma^2)] = M\left[(1 - \omega_T) \frac{\hat{\theta}_T}{e_T}\right] \approx 1 - \hat{\omega}_T \frac{\hat{\theta}_T}{e_T} \quad (27)$$

Expresia (27) este o aproximație deoarece, în locul medierii, s-a înlocuit ω_T cu estimăția lui.

Pe de altă parte :

$$V[M(\theta_T/\theta, \gamma^2)] = V[\omega_T \theta + (1 - \omega_T) I_T] = V[\omega_T (\theta - I_T)]. \quad (28)$$

Expresia (28) se dezvoltă conform formulei (25), condiționînd de γ^2 :

$$V[\omega_T (\theta - I_T)] = M[V(\omega_T (\theta - I_T)/\gamma^2)] + V[M[\omega_T (\theta - I_T)/\gamma^2]] \quad (29)$$

Primul termen din membrul drept al relației (29) se aproximează considerînd $\omega_T \approx \text{const}$, și media procesului θ egală cu estimăția sa $\hat{\theta}$:

$$V[\omega_T (\theta - I_T)/\gamma^2] \approx \omega_T^2 V(\theta/\gamma^2) \approx \omega_T^2 V(\hat{\theta}/\gamma^2, \theta = \hat{\theta}) \quad (30)$$

Ținînd seama că $\hat{\theta} = \sum_{i=1}^T p_i \theta_i$ și că $V_{\theta_i} = \gamma^2 + \theta/e_i$, relația (30) devine :

$$V[\omega_T (\theta - I_T)/\gamma^2] \approx \omega_T^2 \sum p_i^2 V(I_T/\gamma^2, \theta = \hat{\theta}) = \omega_T^2 \sum_{i=1}^T p_i^2 \left(\gamma^2 + \frac{\hat{\theta}}{e_i} \right) \quad (31)$$

Pentru medierea expresiei (31), se înlocuiesc ω_T și γ^2 cu estimățiile lor :

$$M[V[\omega_T (\theta - I_T)/\gamma^2]] \approx \hat{\omega}_T^2 \sum_{i=1}^T p_i^2 \left(\hat{\gamma}^2 + \frac{\hat{\theta}}{e_i} \right) \quad (32)$$

Al doilea termen din membrul drept al relației (29) poate fi scris :

$$M[\omega_T (\theta - I_T)/\gamma] = \bar{\omega}_T (\hat{\theta} - I_T) \quad (33)$$

unde :

$$\bar{\omega}_T = \frac{\hat{\theta}/e_T}{\hat{\theta}/e_T + \gamma^2} = \frac{r_T \omega}{(r_T - 1) \omega + 1} = h(\omega);$$

$$r_T = \hat{\theta}/e_T \sigma^2$$

Dispersia expresiei (33) va fi :

$$\begin{aligned} V[M[\omega_T(\theta - I_T/\gamma^2)]] &= (\hat{\theta} - I_T)^2 V(\bar{\omega}_T) = (\hat{\theta} - I_T)^2 [h'(\omega)]^2 V(\omega) = \\ &= \frac{(\hat{\theta} - I_T)^2 r_T^2}{[(r-1)\hat{\omega} + 1]^4} G \end{aligned} \quad (34)$$

În concluzie, dispersia aposteriori a lui θ_T este :

$$V_{\theta_T} \simeq 1 - \hat{\omega}_T \frac{\hat{\theta}_T}{e_T} + \omega_T^2 \sum_{t=1}^T p_t^2 \left(\hat{\gamma}^2 + \frac{\hat{\theta}}{e_t} \right) + \frac{r_T^2 (\hat{\theta} - I_T)^2 G}{[(r-1)\hat{\omega} + 1]^4} \quad (35)$$

5. Estimarea cu interval de încredere a nivelului curent al conformității

Fie (ρ, τ) parametrii distribuției aposteriori de tip gama asociate lui θ_T . Ei pot fi exprimați funcție de media și dispersia aposteriori astfel :

$$\rho = \frac{\hat{\theta}_T^2}{V_{\theta_T}}; \quad \tau = \frac{\hat{\theta}_T}{V_{\theta_T}} \quad (36)$$

Aplicînd formulele (4) de construcție a intervalului de încredere rezultă :

$$G_p(\tau \theta_{Tinf}) = \gamma/2, \quad (37)$$

$$G_p(\tau \theta_{Tsup}) = 1 - \gamma/2.$$

Concluzii

Metoda prezentată permite estimarea punctuală și cu intervale de încredere a conformității unui proces tehnologic pe baza informației provenite dintr-un număr T de eșantioane succesive. Intervențiile în proces sînt necesare atunci cînd nivelul standard $\theta = 1$ nu este cuprins în intervalul de încredere. Față de metodele clasice, aceasta prezintă avantajul că nu presupune stabilitatea procesului tehnologic.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Mihalache, Contribuții la studiul caracterului distribuției timpului de funcționare a aparaturii electronice. Teză de doctorat, IPB, 1979.
2. L. Tóvissi, V. Vodá, Metode statistice în industrie. Ed. Științifică și enciclopedică, București 1982.
3. M. de Groot, Optimalne statisticeskie rešenija. Mir, Moskva, 1974.
4. B. Hoadley, Bell System Technical Journal, vol. 60, nr. 2, februarie 1981, pag. 215 — 273
5. B. Gnedenko, The theory of probability. Mir, Moscova, 1969.
6. M. Stoka, L. J. Nicolescu, Matematici pentru ingineri. Editura Tehnică, București, 1971.

A Bayesian Approach to Quality Control

The classical methods of quality control are suitable to discriminate between different quality levels and to control the stability of a technological process, but are incapable of evaluating accurately the actual quality level of a batch or process.

The paper shows the possibility of estimating the current quality level of a process using a succession of samples in the context of empirical bayesian inference.

C. Z.: 621. 376.56
621. 395

CONSIDERAȚII PRIVIND PROIECTAREA CODERELOR DELTA CU ADAPTARE SILABICĂ

D. CIUREA *

Lucrarea prezintă o modalitate de calcul a elementelor unui coder delta cu adaptare silabică, pe baza proprietăților statistice ale semnalului telefonic. Concluziile deduse pe bază teoretică sînt verificate experimental.

Termeni cheie: Modulație Delta, Sisteme adaptive

1. Introducere

În ansamblul metodelor de codare numerică a semnalului telefonic, codarea delta cu adaptare silabică se caracterizează prin simplitate, flexibilitate și eficiență, ceea ce o face avantajoasă în domenii ale comunicațiilor pentru care principala cerință se referă la o bună inteligibilitate în condițiile unei viteze de transmisie reduse, pe canale cu o rată a erorilor ridicată (comunicații mobile, prin sateliți, rețele secundare, servicii etc.).

Deși există cîteva zeci de variante constructive [1, 2] datorită dificultății descrierii matematice a procesului codării delta, în literatură se face doar arareori o analiză teoretică a acestora. Considerațiile ce stau la baza variantelor propuse au de obicei un caracter calitativ, iar problemele alegerii optime a parametrilor diferitelor variante sînt rezolvate experimental sau prin simulare pe calculator [3].

Coderul delta fiind un sistem neliniar, performanțele sale sînt strins legate de proprietățile statistice ale semnalului de intrare. În [4] se tratează cazul unui coder delta cu adaptare instantanee, la intrarea căruia se aplică un semnal cu distribuție normală și densitate spectrală de putere constantă în banda de frecvențe considerată.

În cele ce urmează, se prezintă o modalitate de determinare a parametrilor optimi pentru un coder delta cu adaptare silabică, ținînd seama de proprietățile statistice ale semnalului telefonic. Verificarea experimentală a rezultatelor teoretice confirmă validitatea acestora.

* Asist. ing., catedra Radiocomunicații, telefonie și transmisiuni de date

2. Structura generală a unui coder delta cu adaptare silabică (CDAS)

Deși realizările concrete ale CDAS diferă, principiul de bază este același, ilustrat de schema-bloc din figura 1. Putem distinge patru părți principale :

— comparatorul — ce generează un semnal de eroare $d(t)$ între semnalul de intrare $x(t)$ și valoarea sa estimată $\tilde{x}(t)$;

— cuantizorul cu două nivele, la intrarea căruia se aplică semnalul eroare eșantionat cu frecvența f_e , corespunzătoare vitezei de transmisie dorite;

— compandorul silabic (CS), ce comandă mărimea treptei de cuantizare în conformitate cu algoritmul de adaptare, exploatând legătura între proprietățile statistice ale secvenței binare de ieșire $\{L(r)\}$ și ale semnalului de intrare $x(t)$;

— filtrul predictiv (FP), la intrarea căruia se aplică semnalul $H(r)$ de la ieșirea CS cu polaritatea impusă de semnul erorii $c(r)$ și care furnizează la ieșire o aproximare $\tilde{x}(t)$ a semnalului original $x(t)$.

La momentul de eșantionare $r = nT_e$, $n = 1, 2, 3, \dots$, putem scrie relațiile :

$$d(r) = x(r) - \tilde{x}(r) \quad (1)$$

$$c(r) = \text{sgn } d(r) = d(r) / |d(r)| \quad (2)$$

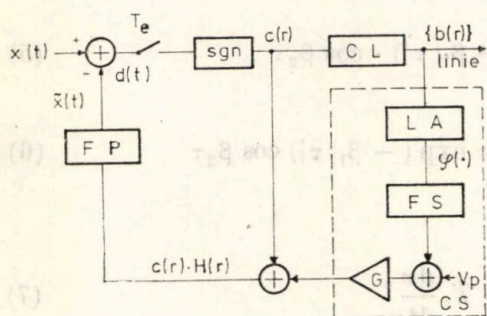


Fig. 1

Coderul de linie efectuează transformarea

$$L(r) = \begin{cases} 1, & c(r) = +1 \\ 0, & c(r) = -1 \end{cases} \quad (3)$$

necesară realizării tehnologice a CS și neesențială pentru analiza funcționării.

Implementarea structurii CDAS din figura 1 implică rezolvarea următoarelor probleme principale :

- adoptarea unui algoritm de compandare $\varphi[L(r), L(r-1), \dots, L(r-n+1)]$;
- alegerea numărului n de biți consecutivi ce constituie variabilele funcției de compandare $\varphi(\cdot)$;
- determinarea constantei de timp a filtrului silabic (FS);
- structura și parametrii filtrului predictiv.

La acestea se adaugă, legate de o anumită realizare tehnologică :

- determinarea tensiunii de polarizare V_p ce asigură treapta minimă $k(r)_{\min} \neq 0$, prin intermediul semnalului $H(r)_{\min}$;
- determinarea câștigului G pentru un nivel maxim impus al semnalului de intrare.

3. Alegerea numărului de biți utilizați de logica de adaptare

După cum se știe [1, 2] în codarea delta neadaptivă treapta de cuantizare este fixă și valoarea maximă a raportului semnal — zgomot (*RSZ*) se obține pentru o anumită pantă a semnalului de intrare. Codarea delta adaptivă nu mărește *RSZ* ci lărgeste gama dinamică. Lărgirea gamei dinamice a *CDAS* se bazează pe adaptarea continuă a mărimii treptei de cuantizare la panta medie a semnalului de intrare $x(t)$; semnalul ce comandă dimensiunea treptei se obține prin prelucrarea secvenței binare de ieșire $\{L(r)\}$ în *CS* (adaptare la ieșire).

O primă întrebare ce se pune se referă la proprietățile secvenței binare de ieșire care indică cel mai bine o urmărire corectă sau incorectă a pantei semnalului. Una dintre proprietățile ce pot fi considerate este probabilitatea apariției unor biți consecutivi identici sau legat de aceasta, valoarea coeficientului de autocorelație a secvenței binare de ieșire.

Datele experimentale asupra proprietăților statistice ale semnalului telefonic permit exprimarea spectrului energetic mediu al acestuia sub forma [5]:

$$G_{xx}(\nu) = 2\sigma_x^2\beta_1 \left[\frac{1}{\beta_1^2 + (2\pi\nu + \beta_2)^2} + \frac{1}{\beta_1^2 + (2\pi\nu - \beta_2)^2} \right] \quad (4)$$

ce prezintă un maxim la frecvența $\nu_M = \beta_2/2\pi$

Utilizând relațiile Wiener — Hincin se determină funcția de autocorelație a semnalului telefonic:

$$R_{xx}(\tau) = \sigma_x^2 \exp(-\beta_1|\tau|) \cdot \cos \beta_2\tau \quad (5)$$

și coeficientul de autocorelație:

$$\rho_x(\tau) = R_{xx}(\tau)/R_{xx}(0) = \exp(-\beta_1|\tau|) \cos \beta_2\tau \quad (6)$$

unde $\beta_1 \approx 1140 \text{ s}^{-1}$, $\beta_2 \approx 2980 \text{ s}^{-1}$.

Introducând variabila

$$\xi(t) \triangleq T_e \frac{dx}{dt} \quad (7)$$

în ipoteza unui coder optim [4] unde avem

$$e_r = \begin{cases} +1, & dx/dt > 0 \\ -1, & dx/dt < 0 \end{cases} \quad (8)$$

se poate înlocui în (2) $d(r)$ cu $\xi(r)$

Funcția de corelație a derivatei de ordinul n a unui proces staționar în sens larg (semnalul telefonic este asimilat unui astfel de proces [5, 7, 8] este dată [6] de:

$$R_{x(n)}(\tau) = (-1)^n R_{x(n)}(\tau) \quad (9)$$

Funcția de autocorelație a $\xi(t)$ va fi

$$R_{\xi}(\tau) = -T_e^2 \frac{d^2 R_{xx}(\tau)}{d\tau^2} \quad (10)$$

Ținând seama de (5) găsim coeficientul de corelație al $\xi(t)$, derivata semnalului $x(t)$, care, conform relației (8), este aplicată la intrarea cuantizorului cu două nivele:

$$\rho_{\xi}(\tau) = \exp(-\beta_1 |\tau|) \cdot \left[\cos \beta_2 \tau + \frac{2\beta_1 \beta_2}{\beta_1^2 - \beta_2^2} \sin \beta_2 \tau \right] \quad (11)$$

Cuantizorul cu două nivele poate fi asimilat unui limitator perfect de caracteristică:

$$y = f(x) = \begin{cases} \alpha_0, & x \geq x_0 \\ -\alpha_0, & x < x_0 \end{cases} \quad (12)$$

Funcția de corelație a unui proces aleator normal, staționar în sens larg, varianță σ^2 și coeficient de corelație $\rho(\tau)$ la ieșirea unui limitator cu caracteristica (12) este dată de relația [6]:

$$R(\tau) = \frac{2\alpha_0^2}{\pi} \exp(-x_0^2/2\sigma^2) \sum_{n=1}^{\infty} H_{n-1}^2\left(\frac{x_0}{\sigma}\right) \frac{\rho^n(\tau)}{n!} \quad (13)$$

unde $H_n(x)$ sînt polinoame Hermite.

Ținând seama de (8), (11), după transformări elementare se obține funcția de autocorelație la ieșirea cuantizorului:

$$R_c(\tau) = \frac{2}{\pi} \arcsin \left[\exp(-\beta_1 |\tau|) \left(\cos \beta_2 \tau + \frac{2\beta_1 \beta_2}{\beta_1^2 - \beta_2^2} \sin \beta_2 \tau \right) \right] \quad (14)$$

Variația $R_c(\tau)$ în funcție de $n = \tau/T_e$ este dată în figura 2, pentru cîteva frecvențe de eșantionare uzuale în sistemele cu codare delta adaptivă. Din motive de simplitate a implementării este de dorit ca numărul n de biți examinați de logica de adaptare să fie cel minim necesar unei decizii corecte privind evoluția viitoare a pantei semnalului. Considerînd că $R_c(\tau) \geq (0,18 \dots 0,25)$ reprezintă o bună caracterizare a corelației biților succesivi din secvența de ieșire [7], capabilă să furnizeze informația necesară asupra variației pantei, se poate observa că pentru frecvențe de eșantionare sub 16 KHz sînt suficienți doi biți. La frecvențe de eșantionare ce depășesc 32 KHz se poate alege $n = 4 - 5$ biți.

4. Constanta de timp a filtrului silabic

După cum s-a arătat mai sus, logica de adaptare realizează funcția identitate logică:

$$\varphi(\cdot) = L(r) \cdot L(r-1) \dots L(r-n+1) + \overline{L(r)} \cdot \overline{L(r-1)} \dots \overline{L(r-n+1)} \quad (15)$$

Interpretind succesiunea binară de la ieșirea cuantizorului, ce poate fi descrisă într-o primă aproximație de un proces Markov de ordinul întâi [2,9] — ca o succesiune a unor pachete de simboluri 1 și 0, probabilitatea $P(n)$ de apariție a pachetelor cu $n \geq 1$ simboluri identice este dată [2] de :

$$P(n) = p_{10} p_{11}^{n-1} \quad (16)$$

unde, ca urmare a simetriei în timp a secvenței delta,

$$p_{11} = p_{00} = 1 - p_{10} = 1 - p_{01} = \frac{1 - |R_c(nT_e)|^{\frac{1}{n}}}{2} \quad (17)$$

În relația (17), p_{11} , $p_{00}, \dots$, reprezintă probabilitățile de tranziție de la o stare la alta.

Evaluarea numărului mediu λ al schimbărilor de semn în unitatea de timp a semnalului $\varphi(\cdot)$ se poate face considerind că

$$\lambda \approx P(n)f_c/2 \quad (18)$$

Semnalul $\varphi(\cdot)$ este aplicat la intrarea filtrului silabic, care în realizările practice este de obicei un integrator RC. Semnalul telefonic, cu o distribuție normală a volumului, nu va mai avea această distribuție după trecerea prin cuantizorul cu două nivele, element neliniar, ceea ce face mult mai dificil calculul densității de probabilitate a procesului de la ieșirea integratorului cu constanta de timp $RC = 1/\alpha$.

Una dintre metodele de calcul se bazează pe determinarea momentelor distribuției unui proces aleator la ieșirea unui sistem liniar. Se poate arăta că momentele de ordinul $2k$ ale procesului $\varphi(\cdot)$ coincid cu momentele de ordinul k ale unei variabile aleatoare γ avind o distribuție beta [6]. Astfel distribuția căutată a amplitudinilor semnalului de la ieșirea integratorului, va fi

$$w(y) = \frac{(1 - y^2)^{\frac{\lambda}{\alpha} - 1}}{B\left(\frac{1}{2}, \frac{\lambda}{\alpha}\right)}, \quad |\gamma| \leq 1 \quad (19)$$

unde $B(\cdot)$ este funcția beta.

Se observă că pentru $\lambda = \alpha$ se obține o distribuție uniformă, pentru $\lambda = 3\alpha/2$ distribuție eliptică și pentru $\lambda = 2\alpha$ distribuție parabolică.

Ținind seama de relațiile (14), (16), (17) și (18), în tabelul 1 sunt calculate valorile lui $\lambda(n)$ pentru diferite frecvențe de eșantionare. La numitor, valorile corespunzătoare ale constantei de tip RC [ms] în ipoteza unei distribuții uniforme.

Se poate observa că există o puternică dependență a constantei de timp a FS de numărul de biți utilizați în logica de adaptare și de frecvența de eșantionare. Pentru $n = 3$, se poate scrie :

$$RC[\text{ms}] \simeq 2,29 + 0,086 f_c[\text{KHz}] \quad (20)$$

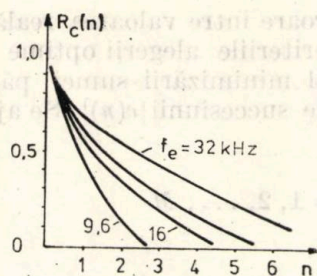


Fig. 2

n	f _e [kHz]			
	9,6	16	19,2	32
2	1022	1332	1412	1800
	0,98	0,75	0,71	0,56
3	320	279	247	199
	3,13	3,58	4,04	5,03
4	—	95,2	53,3	24,2
	—	10,5	18,8	41,2

Tab. 1

Trebuie remarcat faptul că în toate realizările de *CDAS*, constanta de timp a *FS*, stabilită pe baze empirice între 2 — 20 ms corespunde de fapt cvasiperioadei apariției unor virfuri (pitch) în energia acustică a sunetelor vocalizate și este mult mai mică decât durata medie a unei silabe ce depășește în general 100 ms.

5. Structura și parametrii filtrului predictiv

Semnalul de la ieșirea *FS*, cu distribuția dată de (19) se aplică după multiplicarea cu $e(r)$ — operație ce nu implică existența unor elemente de circuit neliniare — la intrarea filtrului predictiv. La ieșirea *FP* se obține o aproximare a semnalului telefonic de la intrarea coderului.

În problemele de modelare a semnalului telefonic [8], modelul adoptat pentru sinteză este dat în figura 3. Se poate scrie utilizând transformata Z :

$$S(z) = S(z)/A(z) \quad (21)$$

unde

$$A(Z) = \sum_{i=0}^M a_i z^{-i} \quad (22)$$

Coeficienții a_i , (cu $a_0 = 1$) se determină pe baza analizei semnalului. Aplicind la intrarea filtrului cu funcția de transfer $1/A(z)$ semnalul $E(z)$ care în cazul ideal va fi o succesiune de impulsuri unitate cu perioada de repetiție egală cu perioada tonului fundamental — pentru vocale — sau zgomot alb, pentru consoane, la ieșire se obține semnalul telefonic.

În domeniul timp, ecuația (21) se mai poate scrie

$$e(n) = \sum_{i=0}^M a_i z^{-i} s(n-i) = s(n) + \sum_{i=1}^M a_i s(n-i) \quad (23)$$

sau

$$e(n) = s(n) - s(n), \quad s(n) = - \sum_{i=1}^M a_i s(n-i) \quad (24)$$

Astfel, $e(n)$ poate fi interpretat ca eroare între valoarea reală și cea prezisă a eșantionului $s(n)$. Unul dintre criteriile alegerii optime a coeficienților — $a_i (i = 1, 2, \dots, M)$ este cel al minimizării sumei pătratelor unui număr determinat de elemente ale succesiunii $\{e(n)\}$. Se ajunge la sistemul de ecuații :

$$\sum_{i=1}^M a_i c_{ik} = -c_{0k}, \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (25)$$

unde

$$c_{ij} = R(|i - j| T_e) \quad (27)$$

$R(\cdot)$ fiind funcția de autocorelație pe termen scurt a semnalului telefonic.

În majoritatea realizărilor practice, filtrul predictiv are structura simplă din fig. 4 al cărui unic coeficient rezultă din (25) și (26).

$$-a = R(T_e)/R(0) \quad (27)$$

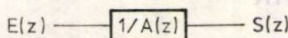


Fig. 3

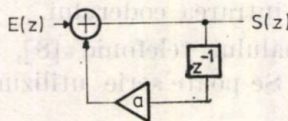


Fig. 4

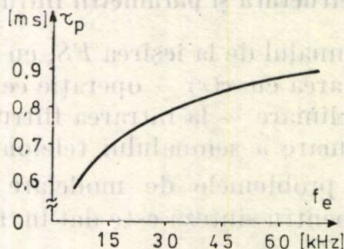


Fig. 5

Pentru circuitul RC echivalent vom avea

$$a = \exp(-T_e/\tau_p) \quad (28)$$

unde τ_p — constanta de timp a filtrului predictiv RC .

Cu ajutorul relațiilor (5), (27) și (28) s-a ridicat curba τ_p [ms] în funcție de frecvența de eșantionare (figura 5). Valorile τ_p utilizate în diferitele variante constructive variază între 0,8—1,1 ms.

Această curbă este bine exprimată de ecuația :

$$\tau_p[\text{ms}] = \frac{1}{\pi} (1 + \log f_e[\text{KHz}]) \quad (29)$$

Concluzii

S-a prezentat o modalitate de calcul a principalelor elemente ale unui $CDAS$ în funcție de viteza de transmisie dorită. Parametrii optimi determinați pe baza proprietăților statistice ale semnalului telefonic sînt

în bună concordanță cu valorile uzuale ale acestor parametri, valori prezentate de obicei în literatură ca rezultat al experimentului sau simulării pe calculator.

Rezultatele teoretice obținute au permis realizarea unui codec delta cu adaptare silabică pentru viteza de 19,2 Kbit/s, ce funcționează cu bune rezultate în cadrul sistemului digital în microunde Δ 211.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Steele, Delta Modulation Systems, Pentech Press, London, 1975
2. M. D. Venediktov, ș.a., Del'ta moduljacija, Svjazi, Moskva, 1976
3. C. K. Un, H. S. Lee, IEEE Trans. on Comm. vol. COM-28, nr. 1, 96—101 (1980).
4. N. C. David, V. Makios, REE, vol. 51, nr. 3, 117—130 (1981).
5. A. I. Velicikin, Peredacja analogovyh soobqennij po cifrovym kannalam. Radio i svjazi, Moskva, 1983.
6. H. Levine, Fondements théoriques de la radiotechnique statistique, vol. I, Mir, Moscou, 1973.
7. R. L. Rabiner, W. R. Schafer, Digital processing of speech signals, Prentice-Hall, N. J., 1978.
8. J. D. Markel, A. H. Gray, Linear Prediction of Speech, Springer-Verlag, N. Y., 1976.
9. N. S. Jayant, IEEE Trans. on Comm., vol. COM-26, nr. 8, 1316—1318 (1978).

Considerations on the Design of the Delta Modulators with syllabic Companding

On the basis of telephone speech-signal statistics, a modality for the design of a delta modulator with syllabic companding is presented. The theoretical conclusions are experimentally proved.

C. Z.: 538.3

ELECTROMAGNETIC FIELDS AT LOW FREQUENCIES

M. DRAGOMAN*

In this paper we will study the determination of the scattered electromagnetic fields at low frequencies. The theorems of existence and unicity of the solutions are discussed and a strong connection with the circuit theory is then encountered. Some applications of the theory are also presented.

1. Introduction

Definition : The low frequency region must be understood as a region which includes the Rayleigh region and the low resonance region (50—800 MHz).

Using the definition of Kleinman [1] this region is defined as the range of frequencies, or wavelengths, where an electromagnetic quantity may be expressed in a convergent series, in positive powers of frequency for $K (K = 2\pi/\lambda)$. The integro-differential method is usually used for the evaluation of the coefficients of this series.

A determination with a degree of accuracy 5 is very difficult using this method. It is necessary to use another properties of the electromagnetic field to have a global view of this series.

Two physical properties are used and we must note that these properties are only valid in the low frequencies region.

Property 1: The coefficients of the convergent series are independent of frequency.

Property 2: The scattered field at low frequency, understood as a function of $s = j\omega$ may be put in the form [2].

$$F(s) = \sum_{m=1}^N \frac{A_m}{s - s_m} \quad (1)$$

This property must be seen as important fact, i.e. at low frequencies the scattered field is analogous with the transfer function of a filter. The poles

* Ph. D. eng., ROD Institute for Semiconductors Bucharest

are simple, in conjugated pairs and then are independent of the incident wave.

So using those properties, the scattered field of an arbitrary body due to an arbitrary incident field that excite this body may be written as :

$$F(s) = \begin{cases} a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + a_N s^N & \text{(series definition)} \\ \sum_{m=1}^N \frac{A_m}{s - s_m} & \text{(poles definition)} \end{cases}$$

We must note that these two definitions are equivalent only in the upper bound of the frequency, but using the property 2, this is sufficient for the determination of the coefficient set $(a_1 \dots a_N)$, if we know the pair (A_m, s_m) for $m = 1, \dots$

2. Integro-Differential method basic theorems

It can be demonstrated [1] that scattered electromagnetic field must satisfy the Helmholtz equation and the problem may be reduced to a scalar scattering potential problem.

So we have :

$$(\Delta^2 + K^2) \psi(r) = 0 \quad r \in \mathbb{D} \text{ the infinite region} \\ \text{lying aside the body} \quad (2)$$

and

$$\left. \frac{\partial \psi}{\partial n} \right|_{D=\partial \mathbb{D}} = g(r_0) \quad r_0 \in \partial \mathbb{D} \text{ the closed convex} \\ \text{surface of the body} \quad (2a)$$

This condition is valid for magnetic scattered field

Or :

$$\Psi(r_0) = f(r_0) \quad r_0 \in \partial \mathbb{D} \quad (2b)$$

This radiation conditions must be added to the problem

$$R_i(u) = \frac{d\psi}{dr} - j\omega k = e^{S(i)kr} \theta(r^{-m-1/2}) \quad (3)$$

where

$$i = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{Im}(K) \geq 0 \\ 2 & \text{if } \text{Im}(K) \leq 0 \end{cases} \quad S(i) = \begin{cases} +1 & i = 1 \\ -1 & i = -1 \end{cases}$$

In these conditions an integral representation of the function f may be found [3] as :

$$\Psi - \lambda L \psi = Mf \quad (4)$$

An important result of Roach [4], demonstrates the fact that the solution ψ is the limit of an iteration process and this solution is unique.

In fact, the convergence and the uniqueness these result proves our physical considerations from paragraph 1.

3. Poles expansion

As we have already observed, the knowledge of the pair (A_m, s_m) for $m = 1, N$ permits the determination of the coefficients of the series which is sometimes called the low-frequency expansion of the electro-magnetic field. The determination of poles and residues of the time or frequency from an arbitrary body excited by an arbitrary electromagnetic wave from investigated by the author in other papers [5], [6], [7]. The zeroes of the transfer function $F(s)$ are also investigated in these papers by author using Padé approximants, and other methods for this subject can be found in [8].

Using these physical and theoretical results, one can observe a simple result, that $F(Z_m) = 0$ where (Z_m) , $m = 1, N$ are the zeroes of transfer function.

So :

$$F(Z_n) = a_0 + a_1 z_n + a_2 z_n^2 + \dots + a_N z_n^N = 0; \forall z_n \quad (5)$$

The relation (5) represent a system of equation :

$$\begin{bmatrix} 1 & z_1 & z_1^2 & \dots & z_1^N \\ 1 & z_2 & z_2^2 & \dots & z_2^N \\ 1 & z_3 & z_3^2 & \dots & z_3^N \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & z_N & z_N^2 & \dots & z_N^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = [0] \quad (6)$$

We must note that $a_1 = a_2 = \dots = 0$ as predicted by Rayleigh's law of scattering.

We can write (6) as :

$$[Z] \cdot [A] = [0] \quad (7)$$

where :

$$z_{ij} = z_i^j \quad i, j = \overline{1, N}$$

So, the determination of the coefficients $(a_0, a_1, \dots, a_N)$ is reduced to solving the system (6) as in the hypothesis that we know, the zeroes of the transfer function. Much more knowing the poles of transfer function (s_m) $m = 1, N$ an important result then attained. Before this, we must note that the algorithms described in [5], [6], [7], [8], also determine the poles or, in other words, the describe the transfer function $F(s)$ completely.

A main result about $F(s)$ is that its effective bandwidth B is bound as :

$$B \leq \frac{1}{4} \frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{s_i}} \quad (8)$$

The results concerning B can be found in [5] or in [9].

The important results that can be deduced from (8) is that B is a measure of the radii of convergence of low frequency expansion, and prove the fact that this radii is finite, because the member of poles that describe $F(s)$ are always finite.

The finiteness of the radii of convergence was supposed by the actual theory of scattering, but a demonstration of this hypothesis is given by (8) and its conclusions.

The application of poles, or of coefficients $(a_0, \dots, a_N)$ in the identification of arbitrary objects as airplanes, ships or natural resources can be formed in some papers of the author [5], [7], or in other papers.

Conclusions

A determination of the coefficients of low frequency expansion of the scattered field is demonstrated.

A better identification of arbitrary objects as airplanes, ships or natural resource can then be attained.

The convergence, the uniqueness of the solution of scattering theory the finiteness of the solution are also demonstrated.

REFERENCES

1. R. E. Kleinman, Proc. I.E.E.E., august 1965.
2. E. K. Miller, Natural mode methods in frequency and time domain analysis-Preprint Lawrence Livermore Lab; may, 1979.
3. G. F. Roach, Arch. Ration. Mech. Anal., no. 3, 1967.
4. G. F. Roach, Arch. Ration. Mech. Anal., no. 1, 1970.
5. M. L. Dragoman, Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., vol. 3, 1983.
6. M. L. Dragoman, Rev. Roum. Sci., Techn. — Electrotechn. et Energ., part 1, vol. 1, 1984.
7. M. L. Dragoman, Rev. Roum. Sci. Techn.-Electrotechn. et Energ., part 2, vol. 2, 1984.
8. M. L. Dragoman, About a new concept in electromagnetic scattering theory-National Microwaves Conference, nov. 1983.
9. S. Ciochină, A lower bound for the effective bandwidth of digital filters-Progress in electronics and informatics, vol. 13, 1983.

Cimpuri magnetice de joasă frecvență

Articolul prezintă o metodă de determinare a coeficienților Rayleigh ce caracterizează cimpul electromagnetic, împrăștiat la joasă frecvență. Această determinare utilizează permanentă interferență cu regiunea de rezonanță unde același cimp poate fi descris de o sumă de reziduuri și poli ca în cazul filtrelor. Metoda este valabilă pentru cimpuri împrăștiate de corpuri având dimensiunile de la 0,1 m pînă la 1 000 m, deci valabilă pentru ținte aeriene, navale, punji de gaz și petrol. În final se demonstrează că seria de puteri Rayleigh specifică acestor cimpuri este întotdeauna mărginită, putînd astfel aprecia calitativ mărimea razei de convergență.

C. Z.: 681.32: 621.39

UTILIZAREA TEHNICILOR DE COMPRESIE DPCM ÎN REȚELELE DE TRANSMISIUNI DE DATE

RODICA STOIAN *

Creșterea capacității antenelor de comunicație existente se poate realiza convertind semnalul PCM într-un semnal cu debit redus, folosind sisteme de compresie DPCM. Modelind semnalul transmis (semnal vocal) ca serie aleatoare staționară autoregresivă $AR(p)$ și luând în considerație transformarea neliniară pe care o suferă semnalul datorită compandării logaritmice PCM, s-au determinat parametrii unor sisteme DPCM care utilizează filtre de predicție de ordinul 1—5. Eficiența utilizării parametrilor determinați s-a studiat prin simulare pe calculator.

Dezvoltarea sistemelor de transmisiune digitală în telecomunicațiile civile s-a efectuat pe baza codării PCM, la rate de transmisiuni de 8 biți/eașantion și debite binare de 64 KHz/sec.

Acest tip de codare asigură calitatea transmisiunii pentru toate tipurile de semnale transmise în sistem, dar prezintă dezavantajul utilizării neeficiente a capacității de transmisiune pentru anumite tipuri de semnale, cum ar fi de exemplu semnalul vocal.

Standarde CCITT specifică eașantionarea cu 8 KHz a semnalului vocal limitat la banda 300—3400 Hz și transmiterea semnalului codificat cu 8 biți pe eașantion deci un debit de 64 Kb/sec. Dar debitul informațional al unei conversații este de ordinul 50—100 biți/sec. reprezentând pronunțarea unei duzini de foneme pe secundă [1]. Disproporția flagrantă între cele două debite binare justifică studierea și realizarea unor sisteme de compresie care să permită diminuarea ratei de transmisiuni sub 64 Kb/sec. Utilizarea unor sisteme de compresie ce folosesc tehnici de codare cu debit redus, în sistemele de telecomunicații se poate face în două moduri:

1. utilizarea localizată pentru anumite artere de transmisiune care sînt racordate la rețeaua de telecomunicații prin echipamente speciale.
2. utilizarea generalizată a transmisiunii cu debit redus în întreaga rețea pînă la nivelul abonatului.

Introducerea sistemelor de compresie în rețeaua de transmisiuni, în ipoteza utilizării localizate a rețelei, se poate face realizînd echipamente noi, care convertesc direct semnalul de audio-frecvență în semnal codificat cu debit redus la emisie și refac acest semnal la recepție; deci crearea unor noi artere de comunicații.

* Asist. dr. ing., catedra Electronică aplicată

O altă posibilitate o reprezintă utilizarea echipamentelor terminale existente (PCM cu compandare logaritmică) la emisie și la recepție folosindu-se transcodificatoare care convertește semnalul PCM într-un semnal cu debit redus (folosind sisteme de compresie) fără a se trece prin semnal de audiofrecvență, deci creșterea capacității arterelor existente (fig. 1).

Din punct de vedere economic este mai eficientă creșterea capacității unei artere existente, decît crearea unei artere noi. Distanțele minime

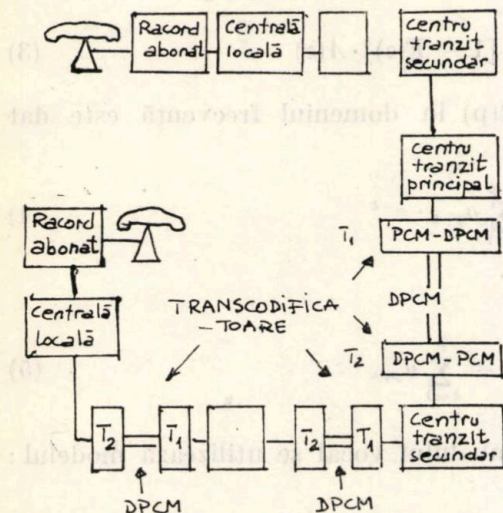


Fig. 1 Inserarea transcodificatoarelor PCM-DPCM în rețeaua parțial digitalizată.

care justifică introducerea transcodificatoarelor pentru transmisiuni pe cablu la 2Mb/s (sau 140 Mb/s), prin comparație cu costul unui sistem PCM cu 30 canale, sînt de ordinul 3,2–9,6 km. (respectiv 28,6–96 km.) [2].

Analiza comparată a performanțelor, complexității și costului sistemelor de compresie utilizate pentru codarea semnalului vocal la viteze de transmisiune sub 32 Kb/sec. indică performanțe maxime pentru sistemele DPCM adaptive și performanțe bune pentru sistemele DPCM [3]. În consecință considerăm că pentru creșterea capacității arterelor de comunicație digitale existente este optimă utilizarea unor transcodi-

ficatoare PCM—ADPCM sau PCM—DPCM. Studiile privind performanțele diferitelor tipuri de sisteme DPCM, [3], [4], reprezintă rezultate obținute în ipoteza codării DPCM a semnalului vocal, de bandă 300–3400 Hz și nu iau în considerare ipoteza utilizării unor transcodificatoare PCM—DPCM. În acest caz semnalul de intrare în bucla DPCM reprezintă semnalul vocal codificat PCM cu compandare logaritmică, deci cu o dinamică redusă și parametri statistici modificați datorită cuantizării nelineare.

Din aceste considerente ne propunem să determinăm parametrii unor sisteme de compresie PCM—DPCM care să asigure performanțe optime la debite sub 24 Kb/sec. luînd în considerație transformarea neliniară pe care o suferă semnalul datorită compandării logaritmice PCM.

Parametrii determinați corespund unor sisteme DPCM care utilizează filtre de predicție de ordinul 1–5.

Considerînd semnalul analizat (semnal vocal) serie aleatoare staționară, autoregresivă de ordinul p , $AR(p)$, eșantionul $y(n)$ poate fi prezis numai ca o medie ponderată de eșantioane anterioare :

$$\hat{y}(n) = - \sum_{k=1}^p a_{p,k} y(n-k) \quad (1)$$

unde $\{a_{p,k}\}_{k=1}^p$ sînt parametrii modelului.

Se definește eroarea de predicție instantanee

$$e_p(n) = y(n) - \hat{y}(n) = \sum_{k=0}^p a_{p,k} y(n-k), a_0=1 \quad (2)$$

Relațiile (1) ÷ (2) definesc modelul de predicție liniară $AR(p)$ în domeniul timp. În termenii transformatei Z , relația (2) poate fi scrisă :

$$E(z) = Y(z) [1 - F(z)] \cdot A(z) \quad (3)$$

și modelul de predicție liniară $AR(p)$ în domeniul frecvență este dat de filtrul de predicție :

$$F(z) = - \sum_{k=1}^p a_{p,k} \cdot z^{-k} \quad (4)$$

sau filtrul de predicție invers [5] :

$$A(z) = 1 - F(z) = \sum_{k=0}^p a_{p,k} \cdot z^{-k} \quad (5)$$

Pentru predicția liniară a semnalului vocal se utilizează modelul :

$$\hat{y}(n) = - \sum_{k=1}^p a_{p,k} y(n-k) + G \cdot \varepsilon(n) \quad (6)$$

unde $G \cdot \varepsilon(n)$ poate fi interpretat ca semnalul de excitație al tractului vocal la momentul n , și poate fi impuls sau zgomot alb.

Modelul (6) coincide cu modelul de producere al semnalului vocal (fig. 2) și pune în evidență faptul că efectul tractului vocal și forma semnalului de excitație nu sînt separate.

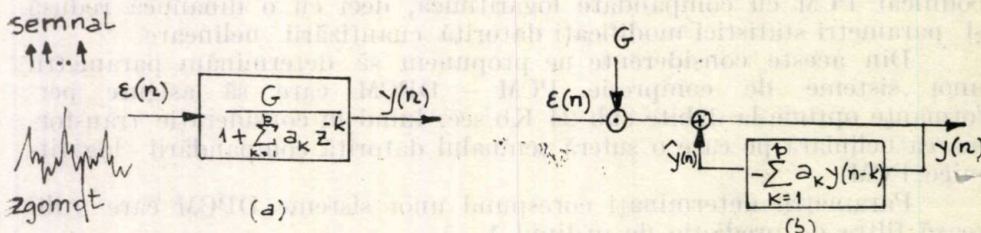


Fig. 2—Model de producție a semnalului vocal (a); Model de predicție $AR(p)$

Relației (6) îi corespunde în domeniul frecvență un filtru de predicție numai poli :

$$\frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{G}{1 + \sum_{k=1}^p a_{p,k} \cdot z^{-k}} \quad (7)$$

Filtrul de predicție $AR(p)$ are structura unui filtru digital recursiv IIR.

Pentru o serie aleatoare $AR(p)$ staționară în sens larg, parametrii filtrului de predicție $\{a_p, k\}_{k=1}^p$ se determină, pentru un criteriu de optim dat, din statistica de ordinul doi a semnalului, cunoscută sau estimată din eșantioanele observate ale semnalului $\{y(n)\}$.

Folosind criteriul erorii medii pătratice minime, determinarea s-a făcut pe baza calculării funcției de autocorelație a semnalului înregistrat, semnal vocal limitat la banda 300–3400 Hz, eșantionat cu 8 KHz, și cuantizat conform legii A de compandare segmentală din standardul european de transmisiuni PCM.

Ținând seama de caracterul nestacionar al semnalului vocal, funcția de autocorelație s-a evaluat pentru secvențe de durată ($\tau = 60$ ms.) comparabilă cu durata a 4–6 intervale de timp pentru care semnalul vocal poate fi considerat aproximativ staționar [4] și pentru o secvență de date înregistrate $\tau = 4$ sec. (analiză de corelație pe termen lung).

Pentru a determina eficiența utilizării parametrilor de predicție, calculați prin metoda autocorelației și covariației /ANEXA I/, s-a evaluat eroarea de predicție cu care este estimată secvența de date înregistrată, în ipoteza utilizării filtrelor de predicție cu parametri corespunzători.

Rezultatele obținute pentru predictor de ordinul 1,3,5, sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Coeficienți de predicție		$M = 5$ $N = 1600$		$M = 3$		$M = 1$	
				$N = 512$	$N = 32.000$	$N = 512$	$N = 32.000$
Metoda covariației	a_0	1	1	1	1	1	1
	a_1	—0,35594374	—0,21162242	—0,59816760	—0,7166775	—0,7781235	
	a_2	—0,21219862	—0,33498466	—0,15474049			
	a_3	—0,17325169	—0,35604922	—0,86514037			
	a_4	—0,45222368					
	a_5	—0,45222368					
Metoda autocorelației	a_0	1	1	1	1	4	
	a_1	—0,35641110	—0,205437	—0,5981999	—0,7789267	—0,6162043	
	a_2	—0,2110519	—0,83821368	—0,15475732			
	a_3	—0,17167014	—0,3537293	—0,0865279			
	a_4	—0,4273672					
	a_5	0,23824185					

Din analiza rezultatelor se deduc următoarele :

— Pentru același ordin de predicție, valoarea erorii pătratice de predicție este mai mică pentru coeficienții de predicție determinați prin metoda AUTOCORELAȚIEI.

— Pentru ambele metode, coeficienții de predicție determinați din funcția de autocorelație evaluată pe termen lung asigură o eroare de predicție inferioară erorii rezultate prin estimarea semnalului cu filtre de predicție cu parametri determinați din funcția de autocorelație evaluată pe termen scurt.

Ținând seama de lungimea secvenței de date și de dinamica semnalului compandant înregistrat, s-a determinat valoarea medie a erorii de predicție instantanee normalizată α (tabel 2). Rezultatele obținute sînt optime, estimarea semnalului făcîndu-se cu o eroare medie de predicție instantanee ce nu depășește 2 % din valoarea maximă a semnalului înregistrat.

Tabelul 2

Durata înregistrării	Ordin predictor	Metoda Autocorelației α	Metoda Covariației α
$\tau = 60$ ms	$M = 1$	1,63 %	1,91 %
$N = 512$	$M = 3$	1,57 %	1,58 %
$\tau = 0,2$ s $N = 1.600$	$M = 5$	1,40 %	1,40 %
$\tau = 4$ s	$M = 1$	1,36 %	1,40 %
$N = 32.000$	$M = 3$	1,36 %	1,36 %

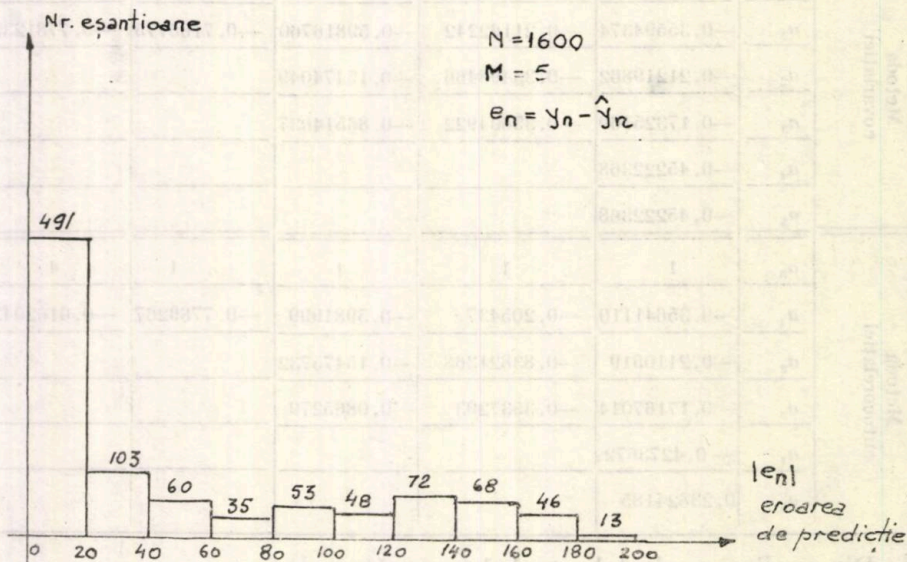


Fig. 3 Histograma semnalului eroare de predicție

Pentru analiza performanțelor filtrelor de predicție în sisteme DPCM prezintă interes cunoașterea valorilor extreme, precum și distribuția erorilor de predicție instantanee. În acest scop se va studia distribuția semnalului eroare de predicție $\{e_p\}$, semnal obținut ca diferență între semnalul original și semnalul aproximat prin predicție liniară folosind coeficienții de predicție determinați și prezentați în tabelul 1.

Pentru estimarea distribuției semnalului $\{e_p\}$ s-au determinat histogramele semnalului $\{e_p\}$ pentru predictorii de diferite ordine ($\delta = 1 + 5$). Rezultatul pentru ($M = 5$) este prezentat în fig. 3. Pentru a determina cu precizie tipul distribuției urmează ca ipoteza statistică (distribuția Laplace) să fie testată folosind testul χ^2 .

ANEXA 1. Estimarea parametrilor de predicție prin metoda autocorelației și covariației.

Pentru modelul de predicție liniară $AR(p)$, definit de (1) — (2), considerind secvența de date observate $\{y(n) : n \in [n_a, n_b]\}$ se definește eroarea medie pătratică (E.M.P.) pe intervalul $[n_a, n_b]$ prin :

$$E_p = \overline{|y(n) - \hat{y}(n)|^2} = \overline{|e_p(n)|^2} \quad (A1)$$

Condiția necesară și suficientă ca $\hat{y}(n)$, (1), să minimizeze E.M.P., E_p , este ca eroarea instantanee $e(n)$, să fie ortogonală la setul de date observate anterior, deci eroarea instantanee să nu fie corelată cu observațiile anterioare. [4].

$$\overline{e_p(n) \cdot y(n - j)} = 0 \quad (A2)$$

Ținând cont de relațiile (1) — (2) condiția de ortogonalitate (A2) poate fi scrisă în ipoteza că datele observate nu sînt afectate de algoritmul de măsurare :

$$[y(n) + \sum_{k=1}^p a_{p,k} y(n - k)] [y(n - j)] = 0 \quad (A3)$$

sau echivalent :

$$\sum_{k=1}^p a_{p,k} \cdot C_p(k, j) = -C_p(0, j) \quad (A4)$$

În metoda autocorelației semnalului se consideră multiplicat cu o funcție fereastră $w(n)$

$$y^*(n) = \begin{cases} y(n) \cdot w(n) & 1 \leq n \leq N \\ 0 & 1 > n > N \end{cases} \quad (A5)$$

unde $C_p(k, j)$, $C_p(0, j)$ sînt funcțiile de autocorelație ale semnalului ; funcții ce urmează a fi determinate din datele observate $\{y(n)\}$.

În ipoteza că semnalul este ergodic, funcția de autocorelație se poate estima ca o medie temporară dintr-o succesiune de valori $\{y(n)\}$.

$$C_p(j, k) = \sum_{n_b}^{n_a} y(n - k) \cdot y(n - j) = R_p(j, k) \quad (A6)$$

Datorită multiplicării cu funcția fereastră (A5) limitele de calcul (A6) se pot extinde la $\pm \infty$ și matricea de autocorelație determinată R_p , are structură Toeplitz.

Folosind proprietățile de persimetrie ale matricii Toeplitz determinarea coeficienților $\{a_{p,k}\}$ din sistemul de ecuații (A4) se poate face folosind relațiile recursive ale algoritmului Levinson :

$$\alpha_m = E_{m-1} \quad m = 1, \dots, p \quad (A7)$$

$$\beta_m = \sum_{j=0}^m a_{m-1, j} \cdot R_p(m-j)$$

$$a_{m, k} = a_{m-1, k} - \frac{\beta_m}{\alpha_m} a_{m, m-k}$$

$$k_m = \beta_m \alpha_m^{-1}$$

$$E_m = (1 - K_m^2) E_{m-1}$$

cu condițiile inițiale $E_0 = R_0(0)$, $a_0(0) = 1$, unde $R_m(0)$, $R_m(m-j)$ reprezintă valori ale funcțiilor de corelație incluse în matricea R_p determinată prin metoda autocorelației.

În metoda covariației eroarea de predicție se minimizează pe un interval finit, $[0, N-1]$, elementele matricii de covariație determinându-se din relația :

$$C_p(j, k) = \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} y(n-k) y(n-j) \quad (A8)$$

Ținând seama de faptul că :

$$C_p(j+1, k+1) = C_p(j, k) + y(-j-1).$$

$$y(-k-1) = y(N-1-i) y(N-1-k)$$

pentru a determina matricea de covariație C_p trebuie cunoscute $M+N-1$ valori ale semnalului $\{y(n)\}$.

Matricea de covariație dedusă în acest caz fiind numai simetrică sistemul de ecuații (A4) se soluționează, folosind tehnica triangularizării matricilor simetrice. Sistemul de ecuații (A4) se scrie matricial :

$$C_p \cdot A_p = -c_p \quad (A9)$$

cu :

$$A_p^T = [a_{p,1} a_{p,2} \dots a_{p,p}] \text{ și } c_p^T = [c_p] = [C_p(1) C_p(2) \dots C_p(p)]$$

Pentru a determina coeficienții filtrului de predicție de ordinul p , trebuie determinată matricea inversă C_p^{-1} :

$$A_p = -C_p^{-1} \cdot c_p \quad (A10)$$

Pentru o matrice C_p nesingulară :

$$C_p^{-1} = W_p^T L_p^{-1} W_p \quad (A11)$$

unde

$$W_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ W(1,1) & 1 & 0 & 0 \\ W(1,2) & W(2,2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ W(1, p-1) & W(2, p-1) & \dots & W(p-1, p-1) & 1 \end{bmatrix}$$

$$L_{p-1} = \begin{bmatrix} E_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & E_1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \\ 0 & 0 & \dots & E_{p-1} \end{bmatrix}$$

Înlocuind relația (A11) în (A10) se obține :

$$A_p = - W_p^T \cdot L_p^{-1} \cdot W_p \cdot C_p \quad (A12)$$

și ținând seama de relațiile (A12) rezultă :
pentru

$$w_{p-1}^T = [W(1, p-1) \ W(2, p-1) \ \dots \ W(p-1, p-1)]$$

$$W_p = \begin{bmatrix} W_{p-1} & 0 \\ w_{p-1}^T & 1 \end{bmatrix} \quad L_p^{-1} = \begin{bmatrix} L_{p-1}^{-1} & 0 \\ 0 & E_{p-1} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} c_p^T \\ c_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{p-1}^T \\ c_p \end{bmatrix}$$

de unde :

$$C_p^{-1} = \begin{bmatrix} W_{p-1}^T & w_{p-1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{p-1}^{-1} & 0 \\ 0 & E_{p-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{p-1} & 0 \\ w_{p-1}^T & 1 \end{bmatrix} \quad (A13)$$

Cu relația (A13) ecuația (A4) devine :

$$A_p = A_{p-1} - (W_{p-1} w_{p-1}^T E_{p-1}^{-1} \cdot c_{p-1}) - (w_{p-1} \cdot E_{p-1}^{-1} \cdot c_p) \quad (A4)$$

obținându-se astfel procedura recursivă pentru soluționarea sistemului de ecuații ce permite determinarea coeficienților de predicție prin metoda covariației.

BIBLIOGRAFIE

1. Cl. Galand, D. Esteban, J. Menez, L'onde électrique, vol. 61, pp. 38—53, (1984).
2. G. Bonnerot, R. Lacroix, L'onde électrique, Vol. 61, pp. 22—27 (1981).
3. I. D. Gibson, K. S. Jones, J. I. Melea, IEEE Trans. on Comm. vol. COM—22, (1974).
4. B. G. Haskel, R. Steel, PIEEE vol. 69, pp. 252—262 (1981).
5. J. Makhouli, PIEEE vol. 63, nr. 4, pp. 561—580 (1975).
6. E. I. Hannan, "Multiple Time Series" John Wiley Sons. Inc. N. Y — London — Sydney. (1970).

DPCM—Data Compression Techniques Used in Data Transmission Networks

Communication channel capacity can be growth converting PCM signal to a lower bit rate signal using DPCM compression techniques. Modelling the signal as an autoregressive stationary time series $AR(p)$ and taking into account the nonlinear transformation of the signal by PCM logarithmic compound, DPCM systems parameters was computed. The calculation was done for prediction filters of order 1—5. Simulation techniques was used for studying the efficiency of computed parameters.

SYMPOSIUM ELECTRONIC '85 INTERNATIONAL OUTSTANDING EVENT IN THE FIELD OF RELIABILITY IN ELECTRONICS

FL. POPENȚIU*

The sixth Symposium on „Reliability in Electronics” organized by the Scientific Society for Telecommunications, the Mathematical Society „Bolyai János”, the Scientific Society for Transport, the Optical, Acoustical and Filmtechnical Society and sponsored by the Department for Technical Sciences of the Hungarian Academy of Sciences, took place in Budapest, from 26th August to 30th August, 1985, on the following topics: I. Reliability Theory; II. Component Reliability; III. System Reliability, Maintainability and Availability. Late Prof. G. Almassy was the honorary president of the Symposium and the Organizing Committee was composed of 17 members, among which Dr. A. Balogh proved a remarkable activity; Administrative Secretary and Symposium Secretariat have offered to the participants the best conditions for Symposium Proceedings. The honorary International advisory board was composed of 10 members from 9 countries.

At the Symposium participated more than 250 specialists from 17 countries, including Romania; the large number of participants has expressed their special interest in information exchange in this field and in the dissemination of knowledge on relevant topics through communications of high quality papers. The work of the participants was organized in two opening sessions — A and B —, twelve sessions — including discussions and posters — and two round tables.

The two opening sessions devoted to the honorary invited papers were organized at the beginning of the Symposium. After the official opening with the speech of L. Köveskúti, president of the Scientific Society for Telecommunications, two well-known specialists in reliability were invited to present their communications N. Ohya, from the Far East (Japan) and H. A. Malec, from the Far West (USA). In his paper—Reliability engineering in telecommunications — N. Ohya showing that the reliability in telecommunications needs for studies of the different aspects of the network and system management, maintainability, design and engineering and after a more rigorous approach on the concept of system efficiency, CCITT and CMBD (Commission Mixte pour le Bruit de Circuit et la Disponibilité) recommended a hierarchical structure model for quality of service by taking into account all the applied aspects from the components, system, networks till the network service. In his paper, H. A. Malec — An introduction to quality prisms and their application to software — coined the concept of „quality prism”, by associating a third factor named environment with the classical balance of the quality between product and process. The concept of „quality prism” can be used both in hardware and software due to product-process-environment trial.

As opening session B speakers were invited: N. Stojadinovic (Yugoslavia) on Failure mechanisms of integrated circuits and H. Störmer (German Fed., Republic) on Reliability theory, mathematical models for reliability of technical systems. N. Stojadinovic showed that the advantages determining the transition from SSI_s to VLSI_s (lower cost per gate, higher speed and lower power dissipation) are the biggest motive forces of higher level of integration as a consequence of the reduction of device dimensions for VLSI_s. The introduction of VLSI_s leads to various failure mechanisms such as dark currents generated by the defects, alpha-particle-induced soft errors, oxide breakdown, hot-carrier effects, electromigration both in the conductors and at the contacts, corrosion of the metallization etc. The author distinguished between failure modes, failure mechanisms and failure causes. After defining the lifetime as a random variable, its distribution, mean lifetime and the failure rate, H. Störmer described the reliability of technical systems with the aid of so called system functions and introduced several representa-

* Assist. Ph. D., Department of Technology in Electronics and Microelectronics.

tions of a system function. It was shown that the system function is a good tool to calculate the availability as well as the mean performing time and the mean failing time of the system.

The first four sessions and two workshops (discussions and posters) were devoted to the Reliability Theory topic. The first of them was organized on the questions of statistical estimation. The authors presented Bayesian methods in semiparametric accelerated life testing (R. Viertl — Austria), estimation in the exponential distribution with the fuzzy prior information (O. Hryniewicz — Poland), analysis of the model of early failures (K. Zukauskas — USSR), data on failure rate of coherent systems (J. Biernat-Poland) and the computation of the point, joint and interval availability of systems with age replacement policy (W. Preuss, A. Kossow — German Dem. Republic). Also, there were discussions and posters on the application of discriminant analysis for reliability prediction at TUNGSRAM (J. Ring — Hungary), the problems of reliability and work conditions of the technical objects (S. Salamon — Poland) and the algorithm of estimation and prediction for parametric reliability (V. Filev — Bulgaria). In the second session under the title Reliability Prediction were presented papers on the limitations of reliability predictions for electronic components (R. Goarin — France), methods for reliability prediction by using Bayesian estimation—a simple burn-in efficiency measure (A. Drappella — Poland), verification of basic assumptions in accelerated life testing from the grouped data (W. Lewin — Poland) and confidence limits for standby system reliability (B. Butkiewicz — Poland). The next two sessions, also included under the topic Reliability Theory were devoted to System RMA Evaluation and included papers about specific problems such as: Reliability evaluation of the multi-state device networks with probability trees (B. S. Dhillon, S. N. Rayapati — Canada), optimum reserving in system with preventive replacement based on the element lifetime (M. Zaleman — Poland), the power of goodness of fit test in reliability and maintainability practice (A. Balogh, J. Váradi-Hungary), software support documentation for complex computer based systems (Z. Pendic, S. Kostic — Yugoslavia), preventive renewal of a system realizing jobs (W. Zamojski — Poland) and wider classes of the lifedistributions (J. Ring — Hungary). Also, two posters were presented on the method for estimation of the optimum spare units requirement for modular systems (V. M. Cătuneanu, Fl. Popențiu, M. Gheorghiu — Romania) and the application of the theory of renewal in complex automatized systems of traffic control (S. Kmet — CSSR).

The Symposium second topic under the title Component Reliability was approached by setting up different sessions about specific problems: Reliability Physics; LSI, VLSI, HLSI Reliability and Burn-in, Screening. In the first of them — Reliability Physics — the authors dealt with failure physics of power bipolar transistors (L. D. Ristic, Z. T. Pavlovic, N. D. Stojadinovic — Yugoslavia), the implication of ESD on electronic components and the so-called latent failures (S. Hellström — Sweden) and the effects of Avalanche hotcarriers injection in a new NMOST structure (Z. Zivic, A. Zivic, N. Stojadinovic — Yugoslavia). The themes of the discussions and posters were in the field of fiber optics in electronics (J. Zenkiewicz — Poland) and of failure analysis of MOS VLSI (S. Dimitrov — Bulgaria). The second session, entitled LSI, VLSI, HLSI Reliability, included J. J. Granger's paper on hybrid technology and the concealed dangers of solder cream reflow for components mounting (France), data on reliability aspects in high-speed, high-frequency hybrid integrated circuits for telecommunications systems (A. Perinati, G. F. Piacentini — Italy) and applications of graphs for reliability investigations and test generation for LSI (H. B. Bemma — German Dem. Republic). The discussions and posters dealt with problems related to test structures of reliability of MOS ICs (A. Andrejeva-Bulgaria) and to the role of pre-metallization chemical treatments in the IC-technology (K. J. Buzás, I. Szendrő-Hungary). In the last session, under the title Burn-in, Screening, a burn-in system for static and dynamic tests (D. Weyland German Fed. Republic) and a burn-in optimization of the CM 600 microprocessor system (P. G. Gradinarov, V. V. Tzekov, B. G. Nenkova — Bulgaria) were presented. Also, this session included several posters related to monitoring and optimization of burn-in process of electronic and microelectronic components (M. Kejzlar, L. Slumsky — CSSR), prediction of reliability of precision resistors (Z. Lazarova — Bulgaria), evaluation of trends and reliability for passive electronic components (B. Kiss — Hungary) as well as to the effectiveness of screening tests of IC's performed by the user (I. Göblös, E. Magyar Hadfi-Hungary).

On the topic System reliability, Maintainability and Availability were held five sessions devoted to Maintenance policies and strategy, Quality of service, System availability and reliability, Reliability and availability of switching systems and Reliability optimization. First of all, a synthesis on optimal maintenance policies (O. Petrik, Ch. Chowdhury, T. Farkas — Hungary) was followed by a paper on individual maintenance strategy based on a microcomputer-aided on-line diagnosis (K. Fischer, R. Krimmling — German Dem. Republic). Finally, the last paper was related to the development of the state dependent maintenance of high value

industrial electronic equipment (J. Böhm, T. Farkas, J. Jablonkai — Hungary). The next session — Quality of service — included papers on measure of telecommunication service quality (R. Sakai — Japan), the matrices of quality indexes (M. Nándorfi — Hungary), the accessibility of trunk groups with killer trunks and repeated call attempts (G. Gosztöny, J. A. Schuller — Hungary). Then, an availability analysis of complex telecommunication networks (S. Kostic, Z. Pendic — Yugoslavia), aspects of estimation of time to failure distribution of multistate Markovian systems (L. Jereb, L. Pap — Hungary) and a reliability analysis of a complex system with consecutive periods of work and rest (E. Korczak-Poland) were exposed. The session under the title Reliability and Availability of Switching Systems consisted of papers on optimization of the reliability of a switching system (R. Piskar — Yugoslavia), on-line diagnosis of electromechanical telephone-exchanges (W. Fröhlberg — German Dem. Republic), diagnosis programs monitoring the operation of the DP 50 low capacity digital branch exchange (P. Kesselyak, G. Varga — Hungary) as well as on the field data and configuration management system of DX 200 switching exchanges (T. Purho-Finland). The discussions and posters included in this session dealt with automatic phase-compensating system for large radiotelescopes susceptible to deformation (A. Danilevich — USSR) and experiences on reliability tests of CB 76 desk telephone (M. Landvay — Hungary).

The last session — Reliability Optimization — was devoted to various problems such as failure concepts definition and classification (F. Riciniello — Italy), traffic protection in hierarchical networks (G. Sallai — Hungary), reliability optimization of a dynamic redundant system (M. Vujosevic, R. Petrovic — Yugoslavia). The discussions and posters added to this session were related to the design of signature analysis microprocessor tester (K. Buchole, J. Piotrowski — Poland) and testing microprocessor equipment for railway safety (H. Hrisztov, G. Tarnai — Hungary).

As we already mentioned, the Symposium included two round tables. The first, Quality, Assurance, Assessment and Reliability — was moderated by Mrs. T. Kormány (Hungary). The second one was held on the topic Methods of System Reliability Improvement, discussions being moderated by G. Lajtha (Hungary). The participants — A. Balogh, G. Gosztöny, P. Kesselyak, M. N. Nándorfi (Hungary); B. S. Dhillon (Canada); W. Kornacki (Poland); H. A. Malec (USA); N. Ohyama, R. Sakai (Japan); Fl. Popentiu (Romania); F. Riciniello (Italy); T. Purho (Finland); E. Schmidt (German Fed. Republic); B. Tigerman (Sweden) — stressed on the need for acquiring and storing a large amount of information on reliability in order to elaborate a data bank useful both for estimating the reliability indexes and for predicting it. Also, they revealed the necessity of optimization, reserving and maintenance by introducing self-testing systems tolerant to errors in telecommunication networks.

In connection with these problems the discussions emphasized the need for early cooperation among designers, manufacturers and users of the telecommunication equipment and networks in order to optimize performance/cost ratio, as well as the strong tendency to technique which induces an increasing interest in software as significant factor in assuring maximal availability.

During the official ending, Dr. A. Balogh emphasized the main advances of the Symposium which greatly enhance the development of the reliability field. As prof. A. Balogh showed, one of the remarkable features of the Symposium is that it was not limited to theoretical problems of reliability in electronics, but included many questions of methodological and life-applied interest. Thus, some crucial concepts were defined and elucidated and many results obtained in this field were discussed leading to the development of knowledge. From this viewpoint, dr. A. Balogh selected a series of problems which the specialists are confronted with and emphasized the need for elaborating new models of optimization in the maintainability of complex electronic systems especially by using soft/hard relationship.

The sixth Symposium on Reliability in Electronics was a profitable scientific meeting if we take into account the preoccupation on „today” in the specialists’ documentation and the mere fact that the knowledge itself is in need of being kept up-to-date.

B O O K S

Constantin Ilescu, ș.a. : MĂSURI ELECTRICE ȘI ELECTRONICE/ Electric and Electronic Measurements, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983, 512 p., 49 lei.

Energy and information exchange relies on electromagnetic values; the correct electric measurement determines a normal development of implied processes. The handbook approaches the fundamental topics of electric and non-electric measurement technique, underlying the importance of sensible accomplishment of measurement analysis and synthesis, the optimal design of measurement by elaborating an appropriate method and the choice of apparatus according to metrologic necessities, as well as the measurement evaluation by error sources detection and results appreciation.

Adelaida Mateescu : SEMNALE, CIRCUITE ȘI SISTEME/Signals, circuits and systems, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1984, 656 p., 59 lei

Contents : Signals representation through orthogonal functions systems; Analogical signals representation through integral transformations; Signals sampling; Digital signals; Digital signals analysis; Modulated signals; Fundamentals on systems. General properties and characteristics; General methods of linear circuits and systems analysis; General properties of time — invariant linear systems functions; Physical performance of electric circuits functions; Circuits synthesis; Approximation methods. Their application to electric filters synthesis; Linear circuits and systems sensitivity.

Vasile M. Cătuneanu, ș.a. : TEHNOLOGIE ELECTRONICĂ/Electronic Technology, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1984, 339 p., 35 lei.

The handbook starts with the presentation of modern outlooks concerning electronic engineering. The next three chapters describe the circuit passive components (the resistor, the condenser and the bobbin). There are presented the described components producing technology and circuit behaviour, as well as their reliability.

Chapter 5 treats about simple circuits with passive components (series and by-pass oscillating circuits, coupled oscillating circuits and their applications).

Chapter 6 presents the basic electric properties of semiconductor materials, including the semiconductor junction diode and the transistor.

The last chapters show the subassembly technologies, offering a theoretical basis for students to understand laboratory experiments.

Manolescu, A. ș.a. : CIRCUITE INTEGRATE LINIARE/ Linear Integrated Circuits, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983, 291 p., 35 lei.

Approaching an engineering point of view, the course treats, first, the basic topics on linear integrated circuits and then, their component stages, the connection between them to obtain concrete circuit functions with reference to operating amplifiers. For this large family, there are references to complete circuits including both the analysis of certain diagrams, and synthetic aspects of the constitutive stages circuit previously described.

The book also contains the presentation of some other families of linear integrated circuits of large application.

The last chapter approaches the most practical utilizations of linear integrated circuits.

Ioan C. Bacivarof, CONEXIUNI PRIN LIPIRE ÎN APARATURA ELECTRONICĂ/Electronic interconnecting, Editura Tehnică, București, 1984, 239 p., 11 lei.

The electronic interconnecting performance is determined by a lot of factors, such as: the interconnecting materials characteristics, the design and execution of interconnecting print wiring, the modality of mounting and preparing the components which are to be connected, the interconnecting technology, the interconnecting parameters and their control, the post-interconnecting cleaning, s.o. The interaction among these factors is critical, especially in case of automatic interconnecting. The book is chiefly focused on the interconnecting determining factors and designed to all those embarked on electronics, telecommunications, automatics studies and practice.

Edmond Nicolau, Mariana Beliş : MĂSURĂRI ELECTRICE ȘI ELECTRONICE/Electric and Electronic Measurements, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1984, 447 p., 46 lei.

The book is intended to present fundamental aspects concerning measurement technique, circuit general performances, correct exploitation of measurement apparatus.

Contents: General aspects concerning measurement techniques; Analogical measurement electric apparatus; Pattern R, L, C elements; Numerical apparatus components; Cathodic oscilloscope; Power units; Signal generators; Power and energy measurement; Voltage and current measurement; Frequency measurement; Non-linearity, frequency and phase distortions measurement. Analysers.

Retardation measurement; Modulated signal measurements; Piezoelectric crystals measurement; Magnetic variables measurement; Circuit electronic elements measurement; Noise measurement; Measurement automatic systems; Digital apparatus test.

Adelaida Mateescu, ș. a. : TRANSMISIUNI DE DATE/Data Transmission, Editura Tehnică, București, 1983, 444 p., 47 lei.

The data-communication development and the interest in achieving more efficient utilization of transmission channels matured a well defined discipline known as „data transmission”. Nevertheless there are a lot of new unsolved problems arising in this field because of higher speeds and greater accuracies imposed by development. In the same time the improvement of electronic technologies offers new resources such as micro-processors for solving the implementations of technical system by programmed logic.

This book is intended to present the principles and the general methods of data transmission as well as the new methods of quality improvements, the optimum systems realization and the new solutions of technical implementation of modem's functions by programmed logic.

The basic approach is theoretical: however much attention is given to technical possibilities of realization and to compatibility of systems in agreement with international recommendations. The book is addressed primarily to the data transmission engineers, to the specialists in data and tc. networks as well as to the students in this speciality.

TEZE DE DOCTORAT SUSȚINUTE ÎN 1984—1985

- Mihai Dumitru* — Dispozitiv cu transfer de purtători de sarcină. Aplicații în domeniul memoriilor. (3.II.1984)
- Anghel Fleșchiu* — Metode și sisteme de discretizare și multiplicare a semnalelor. (20.IV.1984)
- Mihail Virtosu* — Extragerea informației din imagini cu perturbații (8.VI.1984)
- Adrian Podoleanu* — Metode de detecție a semnalelor optice. (30.VI.1984)
- Victor Vulpe* — Metode de creștere a fiabilității demodulateoarelor folosite în sistemele de radiocomunicații de mare răspundere funcțională. (18.IX.1984)
- Dumitru Filoti* — Instalație automată de verificare pentru circuitele de intrare și registrele M. F. din centralele telefonice automate interurbane. (2.XI.1984)
- Florin Popențiu* — Optimizarea fiabilității sistemelor complexe prin tehnica alocățiilor. (14.XII.1984).
- Mircea Negoită* — Metode moderne de prelucrare a semnalelor analogice în tehnica măsurărilor electronice. (2.II.1985)
- Virgil Sărăchie* — Aspecte ale îmbunătățirii raportului semnal-zgomot la prelucrarea informației provenite din procesele chimice. (28.III.1985)
- Rodica Stoian* — Sisteme de predicție utilizate în sistemele de compresie de date. (17.V.1985)
- Ioan Drăghici* — Efecte ale radiației asupra dispozitivelor semiconductoare din germaniu și siliciu (25.V.1985)
- Nicolae Virgil Ionescu* — Metode de transmitere a semnalelor prin canale de capacitate redusă (31.V.1985)
- Emil Gaber* — Măsurarea electronică a curenților din rețelele electrice de înaltă tensiune. (14.VI.1985)
- Petru Adrian Popescu* — Metode automate de măsură și diagnoză a sistemelor telefonice cu mai multe căi. (29.VI.1985)
- Reyad Daher* — Utilizarea sistemelor microprogramate pentru transmiterea și afișarea de date pe ecranul televizorului. (8. VII.1985).
- Mihai Dan Steriu* — Contribuții la studiul fenomenelor fizice în circuite integrate pe scară foarte largă. (11.VII.1985)
- Ștefan Stăncescu* — Optimizarea utilizării codurilor în sistemele de calcul. (4.X.1985)

